NC 270

NC 190

NC 155

...IL TRIO "NATIONAL" SENZA COMPETITORI...

NC 270 DOPPIA CONVERSIONE — BANDE 80 ÷ 6 m. COMPRESI — SENSIBILITA' 1 μV — STABILITA' « DI ROCCIA » — RIVELAZIONE A PRODOTTO — SELETTIVITA' VARIABILE — CALIBRATORE A QUARZO INCORPORATO — COMANDO SINTONIA RAPP. 1 : 60.

L. 269.950

NC 190 COPERTURA GENERALE: 540 Kc. ÷ 30 Mc. IN 5 GAMME — DUE CONVERSIONI — DOPPIA SCALA BANDSPREAD — DOPPIA RIVELAZIONE A DIODO PER AM E A PRODOTTO PER SSB — SENSIBILITA' 1 μV — STABILITA' E CALIBRAZIONI PERFETTE.

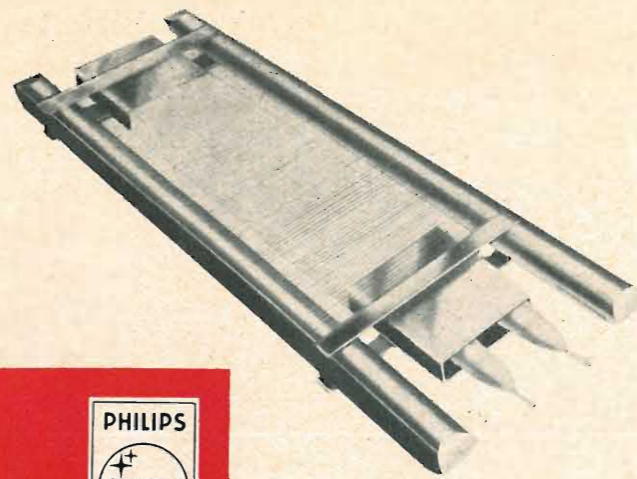
L. 219.950

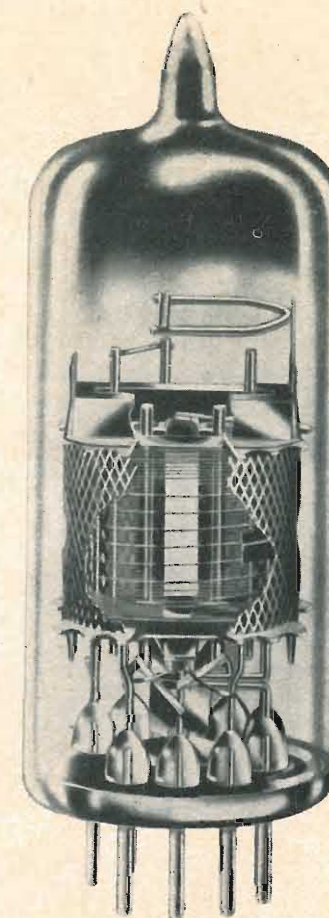
NC 155 IL PIU' RECENTE DEI TRE — DERIVATO DALL'NC 270 — BANDE 80 ÷ 6 m. COMPRESI — SELETTIVITA' VARIABILE — DUE CONVERSIONI — SENSIBILITA' 1 μV — SINTONIA RAPP. 1 : 60 — RIVELATORE A PRODOTTO — STABILITA' « DI ROCCIA » — CALIBRAZIONE.

L. 199.950

CONSEGNE IMMEDIATE DI QUALSIASI MODELLO

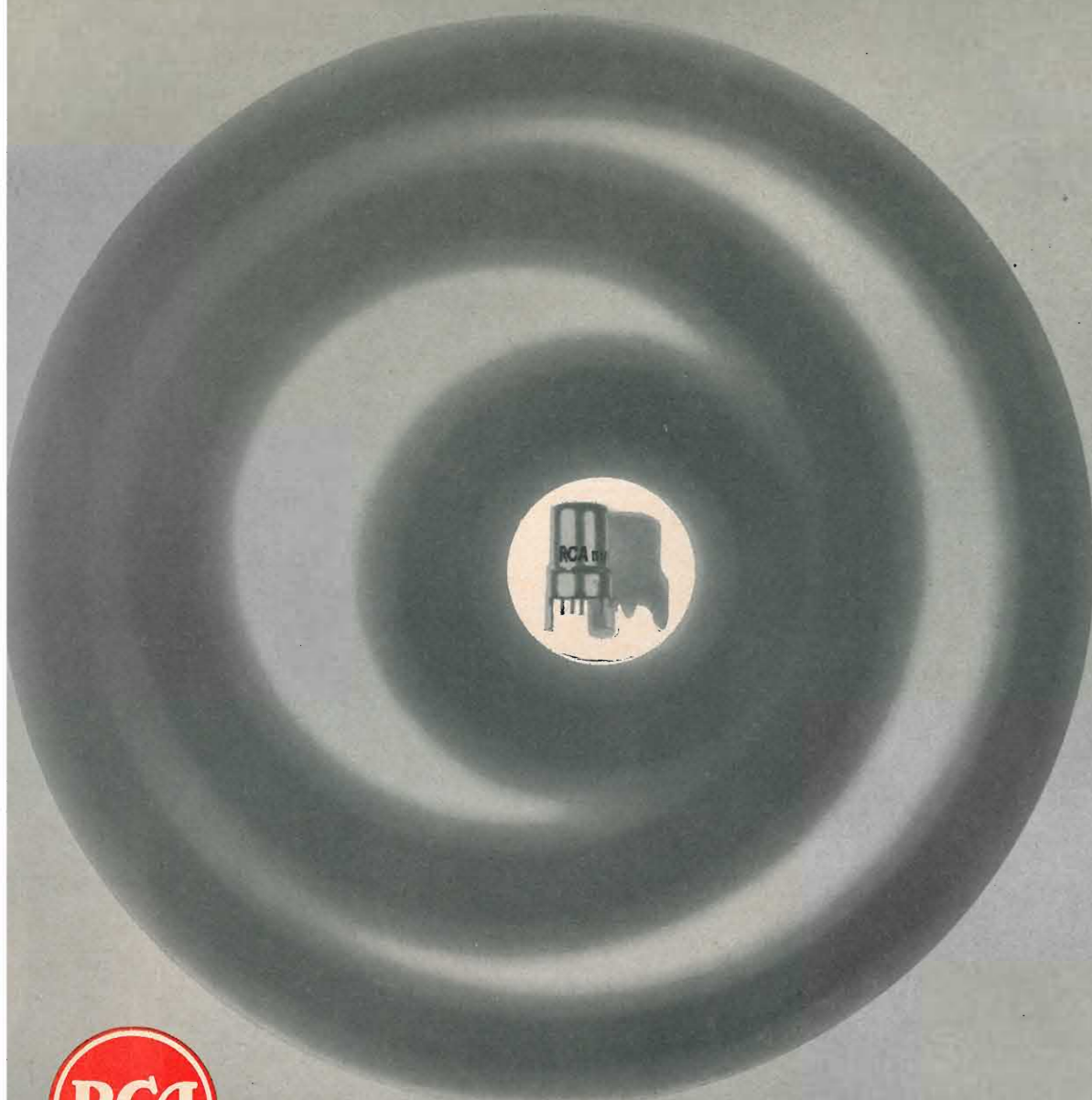
Sola distributrice:

STANDARD ELETTRONICA ITALIANA - GENOVA, Via Orlando 24

PHILIPS

PHILIPS

valvole con griglia a quadro per televisione

E/PC	**86**	Triodo UHF per stadi amplificatori RF e convertitori autooscillanti.
E/PC	**88**	Triodo UHF per stadi amplificatori RF; elevato guadagno di potenza; bassa cifra di rumore.
E/PC	**97**	Triodo VHF per stadi amplificatori RF - bassa capacità anodo - griglia; circuiti neutrode.
E/PCC	**88**	Doppio triodo VHF per amplificatori RF "cascode"; elevata pendenza (S = 12,5 mA/V); bassa cifra di rumore.
E/PCC	**189**	Doppio triodo VHF a pendenza variabile (S = 12,5 mA/V) per amplificatori RF "cascode".
E/PCF	**86**	Triodo-pentodo per impiego nei selettori VHF; pentodo con griglia a quadro con elevato guadagno di conversione.
EF	**183**	Pentodo ad elevata pendenza variabile (S = 14 mA/V) per amplificatori di media frequenza TV.
EF	**184**	Pentodo ad elevata pendenza (S = 15,6 mA/V) per amplificatori di media frequenza TV.

PHILIPS S.p.A. - Reparto Elettronica - Piazza IV Novembre 3 - MILANO Tel. 6994

® MARCHIO REGISTRATO

I vantaggi
della struttura
Nuvistor,
basso consumo,
dimensioni e peso
ridottissimi,
grande sicurezza
di funzionamento
con la costruzione
in metallo e
ceramica,
consentono oggi
un sostanziale
miglioramento
nelle prestazioni,
nella qualità,
nella sicurezza di
funzionamento
dei sintonizzatori
TV.

nuvistor
6CW4
6DS4

I triodi 6CW4 e 6DS4 offrono:

eccellente guadagno di potenza, mediante un'altissima trasconduttanza ed un elevato rapporto trasconduttanza/corrente anodica • basso fattore di rumore, decisamente superiore a quello dei tubi normalmente usati nei ricevitori TV • bassa distorsione da modulazione incrociata, in particolare con il tipo 6DS4 avente trasconduttanza semi-variabile • eccellente stabilità ed eccezionale uniformità di caratteristiche da tubo a tubo •

6CW4 · *Triodo a trasconduttanza fissa*

Tensione di riscaldatore	6,3	V±10%
Corrente di riscaldatore	0,13	A
Capacità di ingresso	4,1	pF
Capacità di uscità	1,7	pF
Capacità griglia-anodo	0,92	pF
dati tipici di impiego		
Tensione anodica	70	V
Tensione di griglia	0	V
Resistenza di griglia	47000	Ohm
Coefficiente di amplificazione	68	
Resistenza interna anodica	5440	Ohm
Trasconduttanza	12500	μA/V
Corrente anodica	8	mA
Tensione di griglia per corrente anodica = 10 μA (1)	- 4	V

6DS4 *Triodo a trasconduttanza semi-variabile*

Tensione di riscaldatore	6,3	V±10%
Corrente di riscaldatore	0,13	A
Capacità di ingresso	4,1	pF
Capacità di uscità	1,7	pF
Capacità griglia-anodo	0,92	pF
dati tipici di impiego		
Tensione anodica	70	V
Tensione di griglia	0	V
Resistenza di griglia	47000	Ohm
Coefficiente di amplificazione	68	
Resistenza interna anodica	5440	Ohm
Trasconduttanza	12500	μA/V
Corrente anodica	8	mA
Tensione di griglia per corrente anodica = 10 μA (1)	- 6,8	V

(1) con tensione di alimentazione anodica di 110 V e resistenza catodica di 130 Ohm

I prodotti della ATES sono fabbricati secondo le norme della Radio Corporation of America, e marcati RCA per autorizzazione della stessa

ATES

Aziende Tecniche Elettroniche del Sud S.p.A.
Ufficio Vendite - Milano - v.le F. Restelli, 5 - tel. 6881041
Roma - via Parigi, 11 tel. 486731

Componenti elettronici

parti staccate radio-TV, ferriti, termistori, ceramiche, resistori subminiatura, relè, componenti per servomeccanismi, connettori professionali, commutatori, componenti per elettroacustica professionale

produzione
MICROFARAD - Milano
distribuzione per l'Italia
dei componenti di produzione C. S. F.

Condensatori

carta, carta metallizzata, dielettrico sintetico, ceramici, elettrolitici, mica

produzione
MICROFARAD - Milano
C.I.R.C.E. Pontinia

Semiconduttori

transistori A.F., B.F., potenza, diodi, raddrizzatori

produzione
M.I.S.T.R.A.L. Latina

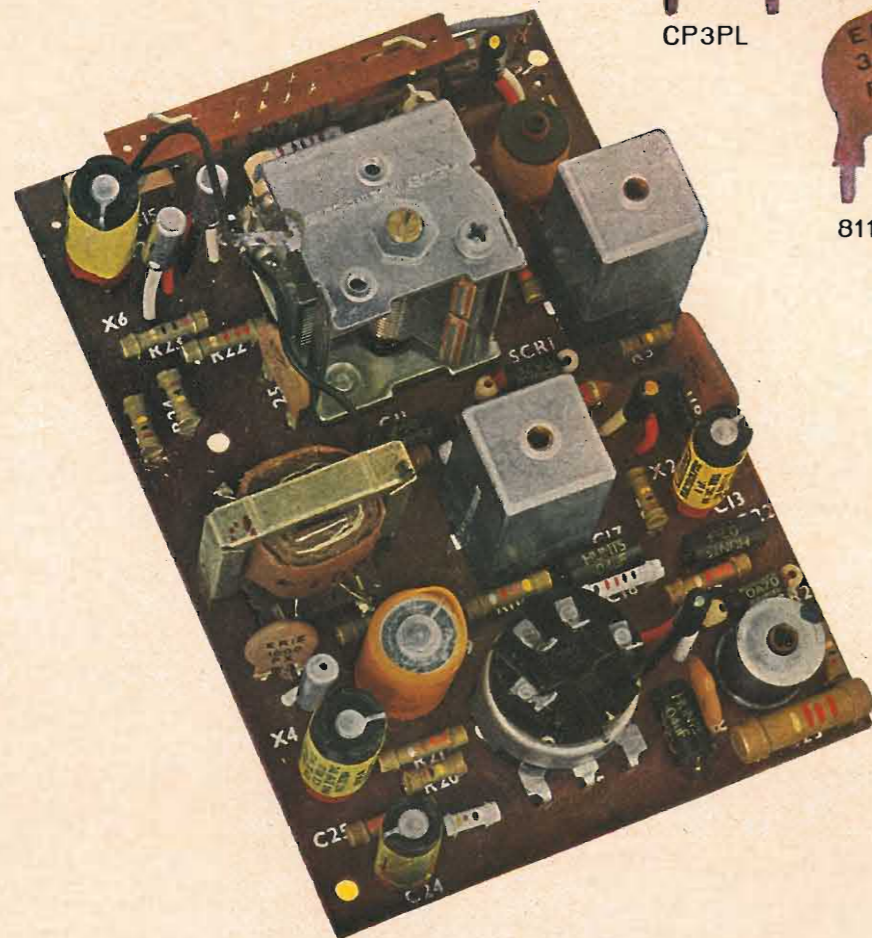
ottinetti

MICROFARAD / MILANO

UNA NUOVA REALIZZAZIONE "ERIE" NEL CAMPO DEI COMPONENTI

Componenti a terminali predisposti per circuiti stampati

"PLUGGABLE COMPONENTS"

della ERIE Resistor Ltd. - England; Brevetti: 578691 - 79444

Saldabilità perfetta grazie ai terminali argentati.
Intercambiabilità fra i vari componenti (modulo standard)
Massima rapidità di inserzione

COSTI inferiori ai tipi convenzionali
Abolizione totale dei COSTI di preparazione
Massima riduzione dei COSTI di assemblaggio

BAY & C.

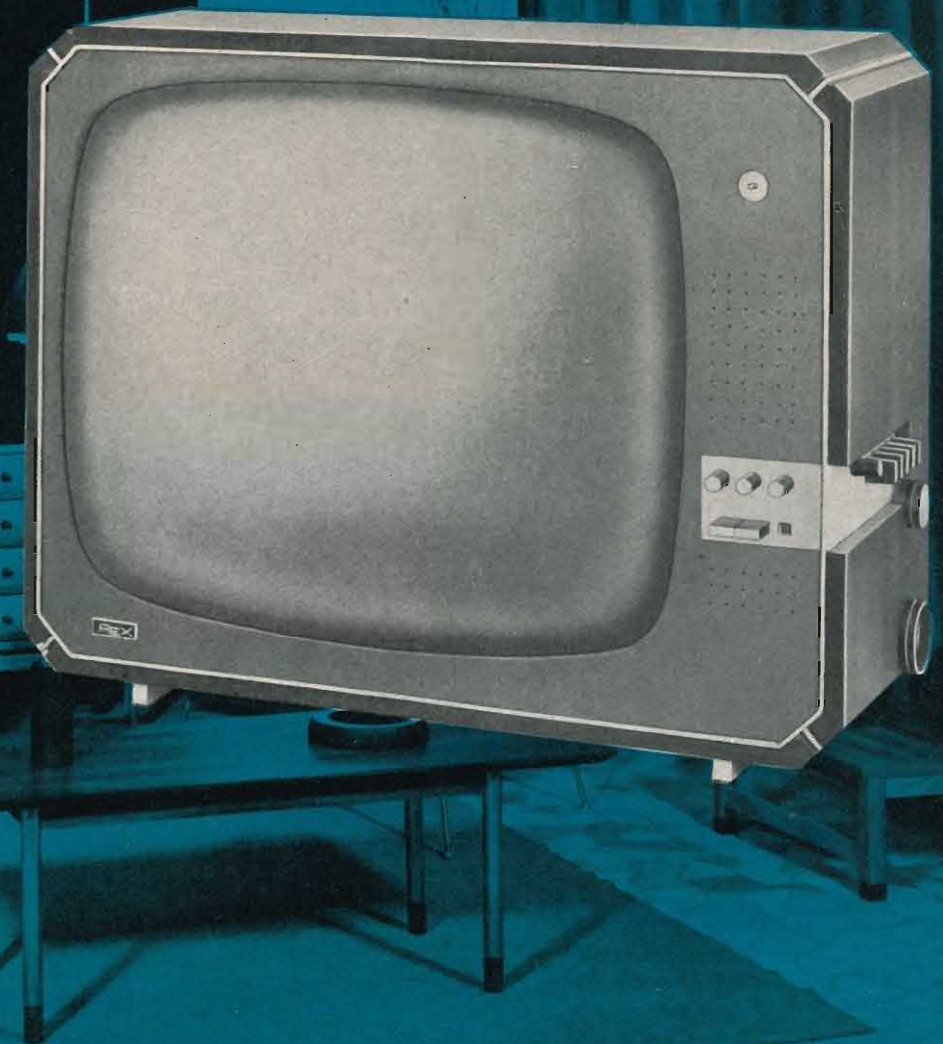
S.p.A. - Via F. Filzi 24 - Centro Pirelli - Milano

Tel. 654241 - 2 - 3 - 4 - 5

...che meraviglia!

TECNICA DISEGNO QUALITA'

PER OGNI STILE

PER OGNI AMBIENTE

REX - ELETTRONICA S. p. A. - PORDENONE

PRODUZIONE COMMERCIALE

PROVA VALVOLE MOD. 755

GENERATORE FM-AM MOD. 456

GENERATORE MOD. 145-D

GENERATORE SEGNALI TV MOD. 153

OSCILLOSCOPIO MOD. 538

OSCILLOSCOPIO MOD. 528

ANALIZZ. ELETTRONICO MOD. 356

ANALIZZATORE MOD. 851-A

MICRO ANALIZZATORE MOD. 1054

ANALIZZATORE MOD. 450-D

PONTE RCL MOD. 518

un apparato per ogni esigenza

LABORATORI ELETTRONICI

LAEL
MILANO

MILANO - VIA PANTELLERIA 4 - TEL. 391267/68

staccate

condensatori ceramici di alta qualità.

condensatori ceramici "pin-up" per circuiti stampati

combinazioni "R-C"

condensatori passanti (by-pass) per gruppi UHF - VHF

condensatori "Laco"

condensatori "Poliestere"

compensatori (trimmer) per VHF - UHF

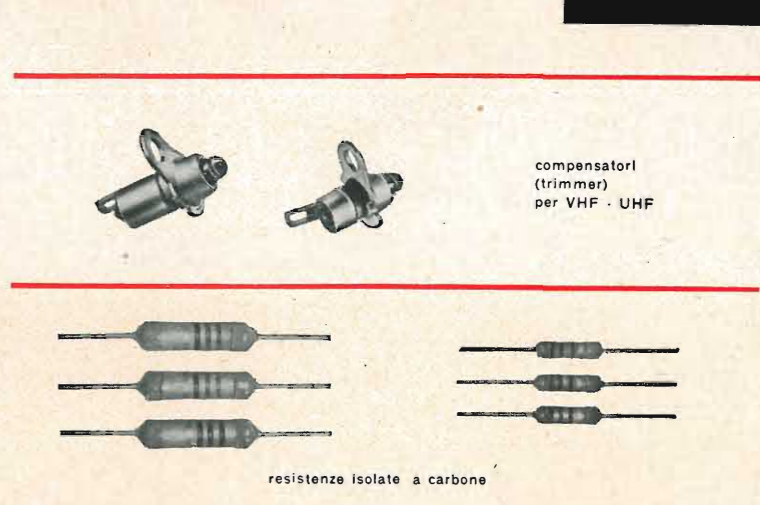
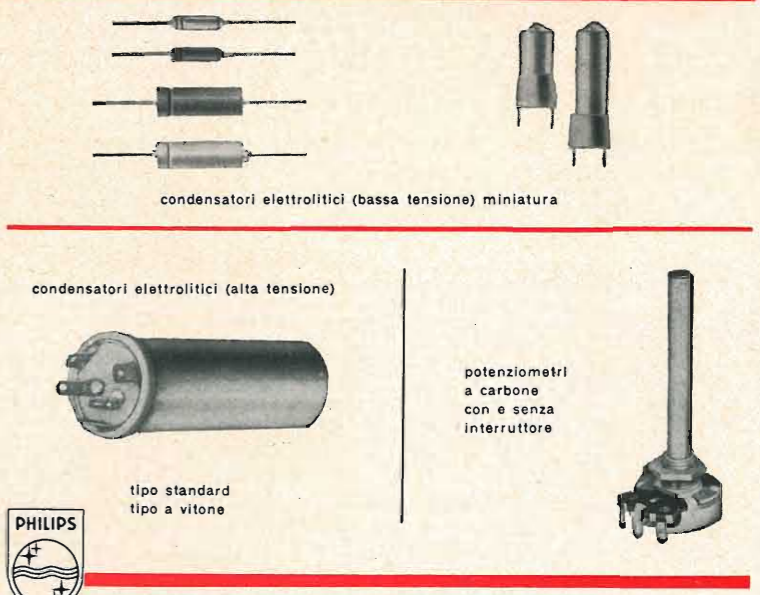
resistenze isolate a carbone

PHILIPS

condensatori elettrolitici (bassa tensione) miniatura

condensatori elettrolitici (alta tensione)

tipo standard
tipo a vitone

potenziometri a carbone con e senza interruttore

PHILIPS

bobine di AF e filtri di media freq.	serie micro 12 per AM-FM - serie per transistor serie miniatura per circuiti stampati
potenziometri	serie con interruttore unipolare - serie trimmer potenziometrici
resistenze	serie a carbone e a filo
trasformatori d'uscita	serie normale - serie per transistor serie miniatura per circuiti stampati
altoparlanti	serie universale, elittica, doppio cono alta impedenza, alta qualità

invio listini a richiesta PHILIPS reparto radio II - parti staccate - Piazza IV Novembre 3 - Milano

MANUFACTURING COMPANY - CHICAGO

G-610B

H-222

G-600

K-310A

K-80

K-210

CX-255

CX-225

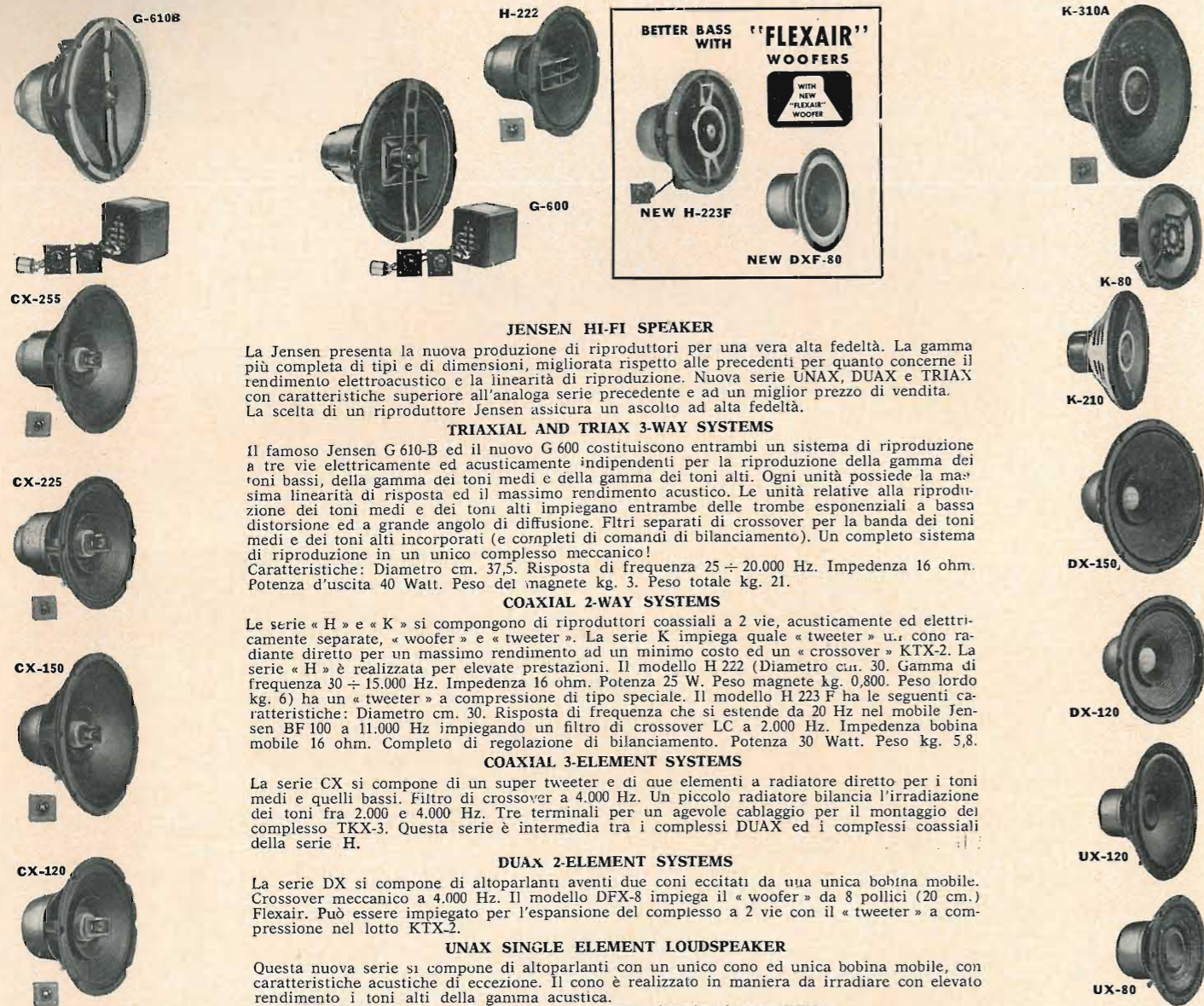
CX-150

CX-120

DX-150

DX-120

UX-120

UX-80

JENSEN HI-FI SPEAKER

La Jensen presenta la nuova produzione di riproduttori per una vera alta fedeltà. La gamma più completa di tipi e di dimensioni, migliorata rispetto alle precedenti per quanto concerne il rendimento elettroacustico e la linearità di riproduzione. Nuova serie UNAX, DUAX e TRIAX con caratteristiche superiore all'analoga serie precedente e ad un miglior prezzo di vendita.
La scelta di un riproduttore Jensen assicura un ascolto ad alta fedeltà.

TRIAXIAL AND TRIAX 3-WAY SYSTEMS

Il famoso Jensen G 610-B ed il nuovo G 600 costituiscono entrambi un sistema di riproduzione a tre vie elettricamente ed acusticamente indipendenti per la riproduzione della gamma dei toni bassi, della gamma dei toni medi e della gamma dei toni alti. Ogni unità possiede la massima linearità di risposta ed il massimo rendimento acustico. Le unità relative alla riproduzione dei toni medi e dei toni alti impiegano entrambe delle trombe esponenziali a bassa distorsione ed a grande angolo di diffusione. Fltri separati di crossover per la banda dei toni medi e dei toni alti incorporati (e completi di comandi di bilanciamento). Un completo sistema di riproduzione in un unico complesso meccanico!
Caratteristiche: Diametro cm. 37,5. Risposta di frequenza 25 ÷ 20.000 Hz. Impedenza 16 ohm. Potenza d'uscita 40 Watt. Peso del magnete kg. 3. Peso totale kg. 21.

COAXIAL 2-WAY SYSTEMS

Le serie « H » e « K » si compongono di riproduttori coassiali a 2 vie, acusticamente ed elettricamente separate, « woofer » e « tweeter ». La serie K impiega quale « tweeter » un cono radiante diretto per un massimo rendimento ad un minimo costo ed un « crossover » KTX-2. La serie « H » è realizzata per elevate prestazioni. Il modello H 222 (Diametro cm. 30. Gamma di frequenza 30 ÷ 15.000 Hz. Impedenza 16 ohm. Potenza 25 W. Peso magnete kg. 0,800. Peso lordo kg. 6) ha un « tweeter » a compressione di tipo speciale. Il modello H 223 F ha le seguenti caratteristiche: Diametro cm. 30. Risposta di frequenza che si estende da 20 Hz nel mobile Jensen BF 100 a 11.000 Hz impiegando un filtro di crossover LC a 2.000 Hz. Impedenza bobina mobile 16 ohm. Completo di regolazione di bilanciamento. Potenza 30 Watt. Peso kg. 5,8.

COAXIAL 3-ELEMENT SYSTEMS

La serie CX si compone di un super tweeter e di due elementi a radiatore diretto per i toni medi e quelli bassi. Filtro di crossover a 4.000 Hz. Un piccolo radiatore bilancia l'irradiazione dei toni fra 2.000 e 4.000 Hz. Tre terminali per un agevole cablaggio per il montaggio del complesso TKX-3. Questa serie è intermedia tra i complessi DUAX ed i complessi coassiali della serie H.

DUAX 2-ELEMENT SYSTEMS

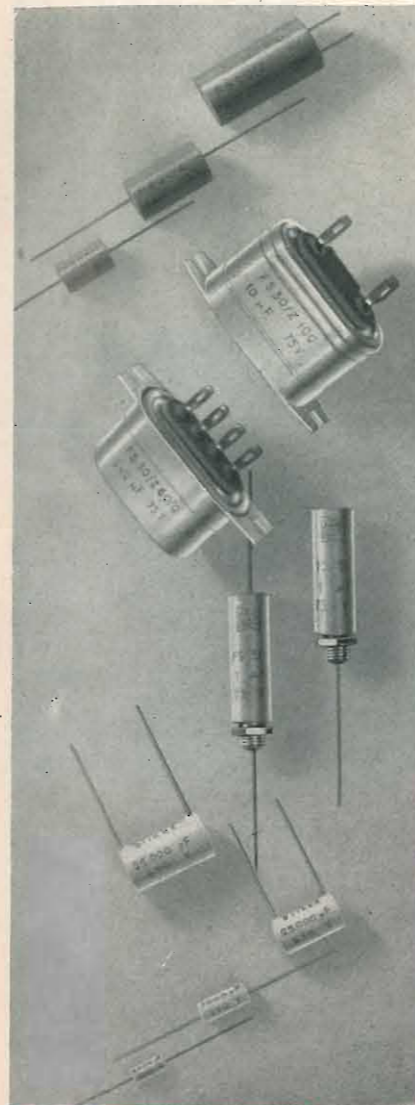
La serie DX si compone di altoparlanti aventi due coni eccitati da una unica bobina mobile. Crossover meccanico a 4.000 Hz. Il modello DFX-8 impiega il « woofer » da 8 pollici (20 cm.) Flexair. Può essere impiegato per l'espansione del complesso a 2 vie con il « tweeter » a compressione nel lotto KTX-2.

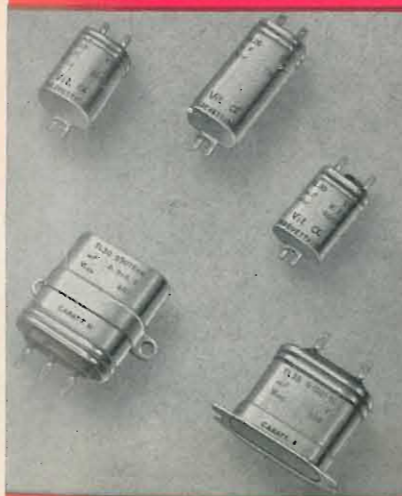
UNAX SINGLE ELEMENT LOUDSPEAKER

Questa nuova serie si compone di altoparlanti con un unico cono ed unica bobina mobile, con caratteristiche acustiche di eccezione. Il cono è realizzato in maniera da irradiare con elevato rendimento i toni alti della gamma acustica.
Gli altoparlanti di questa serie possono essere impiegati nel lotto KTX-2.

Modello No.		Tipo	Dimen.	Frequenze	Imped.	Potenza	Peso kg. mag.	Lotti
G-610B	TRIAXIAL	3 vie	15"	25 UHL	16	40 w.	2,8	. . . .
G-600	TRIAX	3 vie	15"	30 UHL	16	35 w.	1,56	. . . .
H-223F	Coaxial	2 vie	12"	20-15.000 Hz	16	30 w.	0,78	KTX-1
H-222	Coaxial	2 vie	12"	30-15.000 Hz	16	25 w.	0,78	KTX-1
K-310A	Coaxial	2 vie	15"	40-14.000 Hz	16	16 w.	0,33	KTX-2
K-210	Coaxial	2 vie	12"	45-14.000 Hz	8	14 w.	0,22	KTX-2
K-80	Coaxial	2 vie	8"	50-14.000 Hz	16	12 w.	0,22	KTX-2
CX-255	Coaxial	3 element	15"	30-15.000 Hz	16	27 w.	0,78	KTX-3
CX-150	Coaxial	3 elementi	15"	30-15.000 Hz	16	22 w.	0,45	KTX-3
CX-225	Coaxial	3 elementi	12"	30-15.000 Hz	16	25 w.	0,78	KTX-3
CX-120	Coaxial	3 elementi	12"	30-15.000 Hz	16	20 w.	0,45	KTX-3
DX-150	DUAX	2 elementi	15"	40-12.000 Hz	16	22 w.	0,45	KTX-2
DX-120	DUAX	2 elementi	12"	40-13.000 Hz	16	20 w.	0,45	KTX-2
DXF-80	DUAX	2 elementi	8"	36-13.000 Hz	16	20 w.	0.22	KTX-2
UX-120	UNAX	Singolo elemento	12"	40-13.000 Hz	8	14 w.	0,22	KTX-2
UX-80	UNAX	Singolo elemento	8"	50-12.000 Hz	8	12 w.	0.22	KTX-2

Distributori esclusivi sezione AUDIO

s.r.l. - MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - TELEFONI 795762/3

SINTEX - Condensatori a film sintetico metallizzato e normale per circuiti a transistor. Esecuzione professionale - minime dimensioni
STIREX - Condensatori a film sintetico in custodia isolante. Grande stabilità, minime perdite particolarmente adatti per circuiti telefonici, filtri per accoppiamento ecc. ecc.

ICAR

Condensatori e carta olio sintetico vitaminizzato per impiego in telefonia normale ed elettronica.

INDUSTRIA CONDENSATORI APPLICAZIONI ELETTROELETTRONICHE
MILANO - Corso Magenta, 65
Tel. 86 78 41 (4 linee a ricerca automatica)

LA CASA COSTRUTTRICE DEI SELETTORI PIÙ ESPERTA NEL MONDO CHE HA INVENTATO IL TUNER A CIRCUITO **"CASCODE"** E NE DETIENE I SUOI FONDAMENTALI BREVETTI

DICHIARA CHE

IL TUNER CASCODE E' OGGI SUPERATO

DAL TUNER A GRIGLIA GUIDATA

LA **"STANDARD COIL"** HA COSTRUITO NEGLI ULTIMI DUE ANNI QUATTRO MILIONI DI TUNER V.H.F. A **"GRIGLIA GUIDATA"** ELIMINANDO COMPLETAMENTE DALLA FABBRICAZIONE IL SISTEMA A CIRCUITO "CASCODE"

APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE S.p.A.
PADERNO DUGNANO (MILANO) - VIA ROMA 98 - T. 922354

LICENZIATARIA DELLA

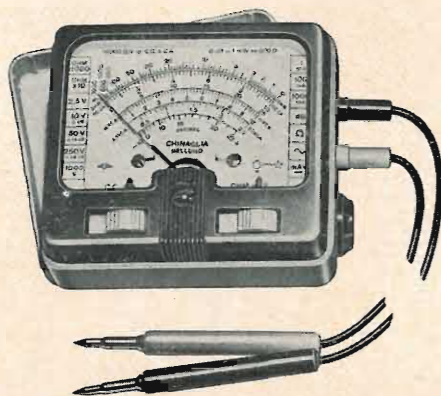
Elettrocostruzioni CHINAGLIA

BELLUNO - Via Col di Lana, 36/A - Telefono 41.02
MILANO - Via Cosimo del Fante, 14/A - Tel. 833.371

NUOVA PRODUZIONE

ANALIZZATORE AN - 248
Nuovo Modello 20.000 Ω V
cc. ca.
con dispositivo di protezione

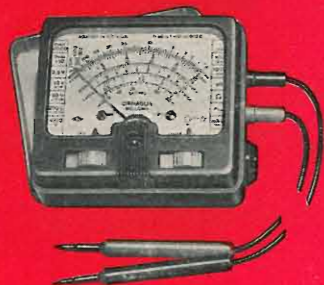
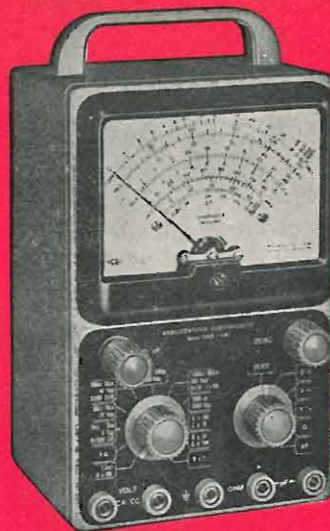
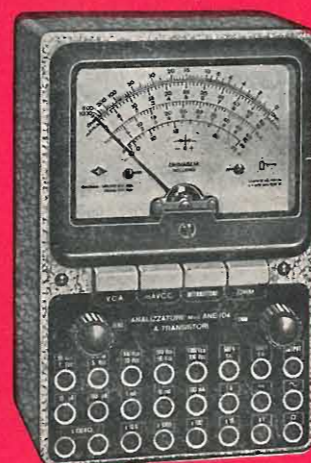
MICROTESTER 310
Nuovo Modello 10.000 Ω V
cc. ca.

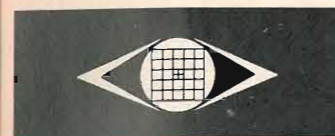
- Scala a specchio
- Portate amperometriche in ca.
- Dispositivo di protezione contro sovraccarichi per errate inserzioni

PROVA TRANSISTORI - Mod. 650

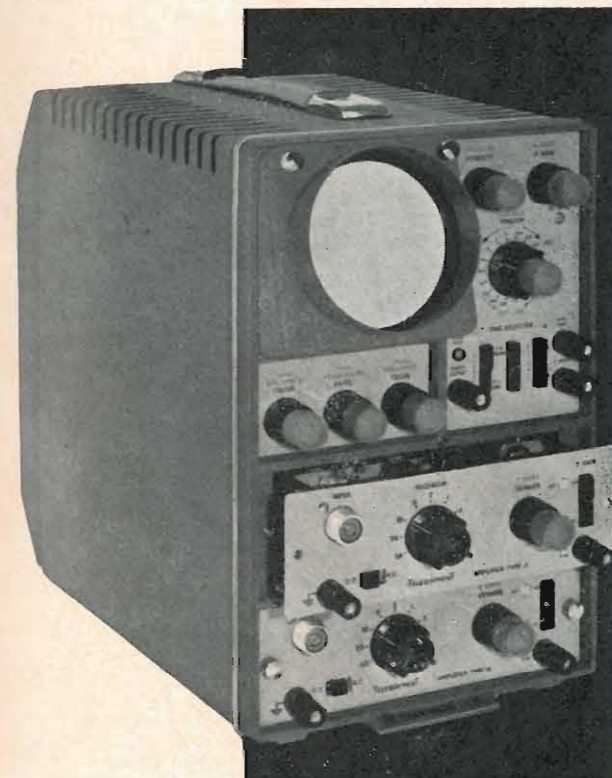
PROVA PILE
Mod. AP-4

28 - 5000 ΩV
190 - 10000 ΩV
138 - 20000 ΩV

Elettrotester VA-32

Provavalvole Mod. 560

Microtester 240 - 5000 Ohm V

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE - 106

ANALIZZATORE A TRANSISTORI
Mod. ANE - 104

OSCILLOSCOPIO UNIVERSALE
Mod. 320

TELEQUIPMENT

Oscilloscopi
Preamplificatori
Generatori di monoscopio
Camere per riprese fotografiche da oscilloscopi

Mod. D 33 a doppia traccia

Oscilloscopi monotraccia
Mod. S32
Mod. S42
Mod. S42A

Oscilloscopi a doppio raggio con cannoni ed amplificatori indipendenti
Mod. D31
Mod. D33 con amplificatori a cassetto
Mod. D55 per calcolatrici elettroniche

Tutti gli oscilloscopi possono essere forniti in esecuzione "rack mounting"

MASSIMO RAPPORTO
prestazioni/prezzo

BARLETTA

APPARECCHI SCIENTIFICI
MILANO - Via Fiori Oscuri, 11
Tel. 865.961 - 865.963 - 865.965 - 865.998

lineaS

......I TECNICI

SI TROVANO COMPLETAMENTE D'ACCORDO NELL'AFFERMARE CHE

IL CIRCUITO CASCODE E' OGGI SUPERATO

DAL NUOVO CIRCUITO A GRIGLIA GUIDATA

PERCHÈ DETTO TUNER COMPENDIA LE SOLUZIONI CHE PIÙ SI AVVICINANO ALLA PERFEZIONE TEORICA ATTUALMENTE RAGGIUNGIBILE

DATI STATISTICI DI UN TUNER MEDIO A "GRIGLIA GUIDATA"

GUADAGNO	> 38 dB
FRUSCIO	< 4 KTO BANDA III < 2,5 KTO BANDA I
RAPPORTO ONDE STAZIONARIE	< 2,5
DRIFT: Δ t 35C. FREQUENZA OSC.	BANDA III < 250 KHz BANDA I < 150 KHz
REIEZIONE DELLA MEDIA FREQUENZA	> 50 dB
REIEZIONE DELLA FREQUENZA IMMAGINE	BANDA III > 55 dB BANDA I > 60 dB
RAPPORTO BILANCIATO - SBILANCIATO	> 20 dB

S.p.A. LARES
APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE S.p.A.
PADERNO DUGNANO (MILANO) - VIA ROMA 98 - T. 922354

LICENZIATARIA DELLA

Standard COIL (U.S.A.)

S.I.T.E.R

SOCIETÀ PER AZIONI

SOCIETÀ ITALIANA TELEVISORI - ELETTRODOMESTICI - RADIO

MILANO • VIA TROJA 7 • TEL. 42 57 87

presenta il

Mod. IMS 20 serie Maxline

ITALVIDEO

il miglior amplificatore ad alta fedeltà!

Lubrificanti speciali al **BISOLFURO DI MOLIBDENO** prodotti dalla **ROCOL Ltd. Swillington - Leeds - England,** l'industria inglese che **PER PRIMA** ha studiato e lanciato i lubrificanti molibdenizzati.

Una completa gamma di oli, grassi e paste al bisolfuro di molibdeno, con elevatissime proprietà lubrificanti, oltre alla speciale **SERIE « KILOPOISE »** di prodotti ad altissima viscosità particolarmente studiata per **L'INDUSTRIA RADIO - TELEVISIVA** (miscele bloccanuclei, per potenziometri, contro l'effetto corona, ecc.).

Per maggiori dettagli, cataloghi, listini, dati tecnici, campioni, rivolgersi al rappresentante esclusivo per l'Italia:

KIMATES S.p.A.
Via F. Filzi, 27 - Tel. 653.221 - 653.250
MILANO

"DRYFIT"

Accumulatore secco al piombo ricaricabile - senza manutenzione adatto ad ogni applicazione

Piccole dimensioni - Grande capacità

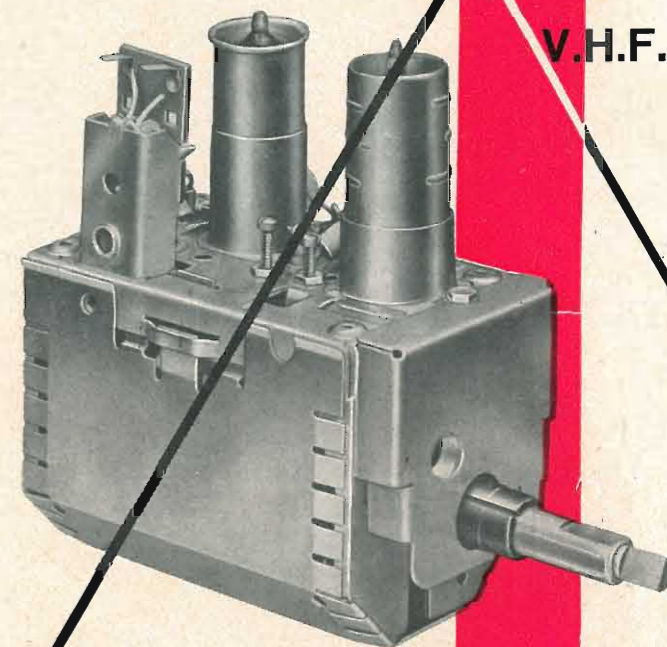
"KS"

Accumulatore speciale per lampeggiatore elettronico ed altre applicazioni speciali

Ricaricabile - ermetico

Dott. Ing.
F. & A. SAPORETTI
Via E. Zacconi 5 - Tel. 226481
BOLOGNA

QUESTO È IL TUNER V.H.F.

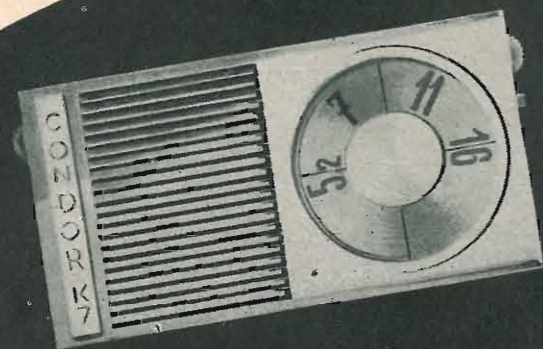
CHE SI È RAPIDAMENTE IMPOSTO IN TUTTO IL MONDO

A GRIGLIA GUIDATA
.....LA PERFEZIONE!

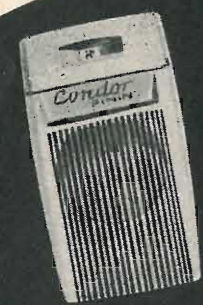
COSTRUITO IN ITALIA PER IL MERCATO COMUNE EUROPEO DALLA

APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE S.p.A.
PADERNO DUGNANO (MILANO) - VIA ROMA 98 - T. 922354

LICENZIATARIA DELLA

COIL (U.S.A.)

3 novità Condor

MOD. K 7 "DOVUNQUE"

7 transistors + 2 diodi
onde medie
alta sensibilità
predisposizione
automatica per auto
presa altoparlante
ausiliario

MOD. "PININ"

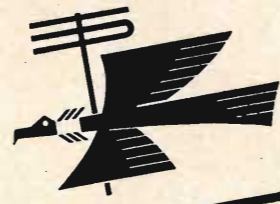
6 transistors + 1 diodo
tascabile - onde medie

MOD. K 3 - Transverter

12 v. - 3 valvole 3 transistors 1 diodo
6 v./24 v. 3 valvole 4 transistors 2 diodi
autoradio onde medie
regolatore di tono

buon viaggio con autoradio

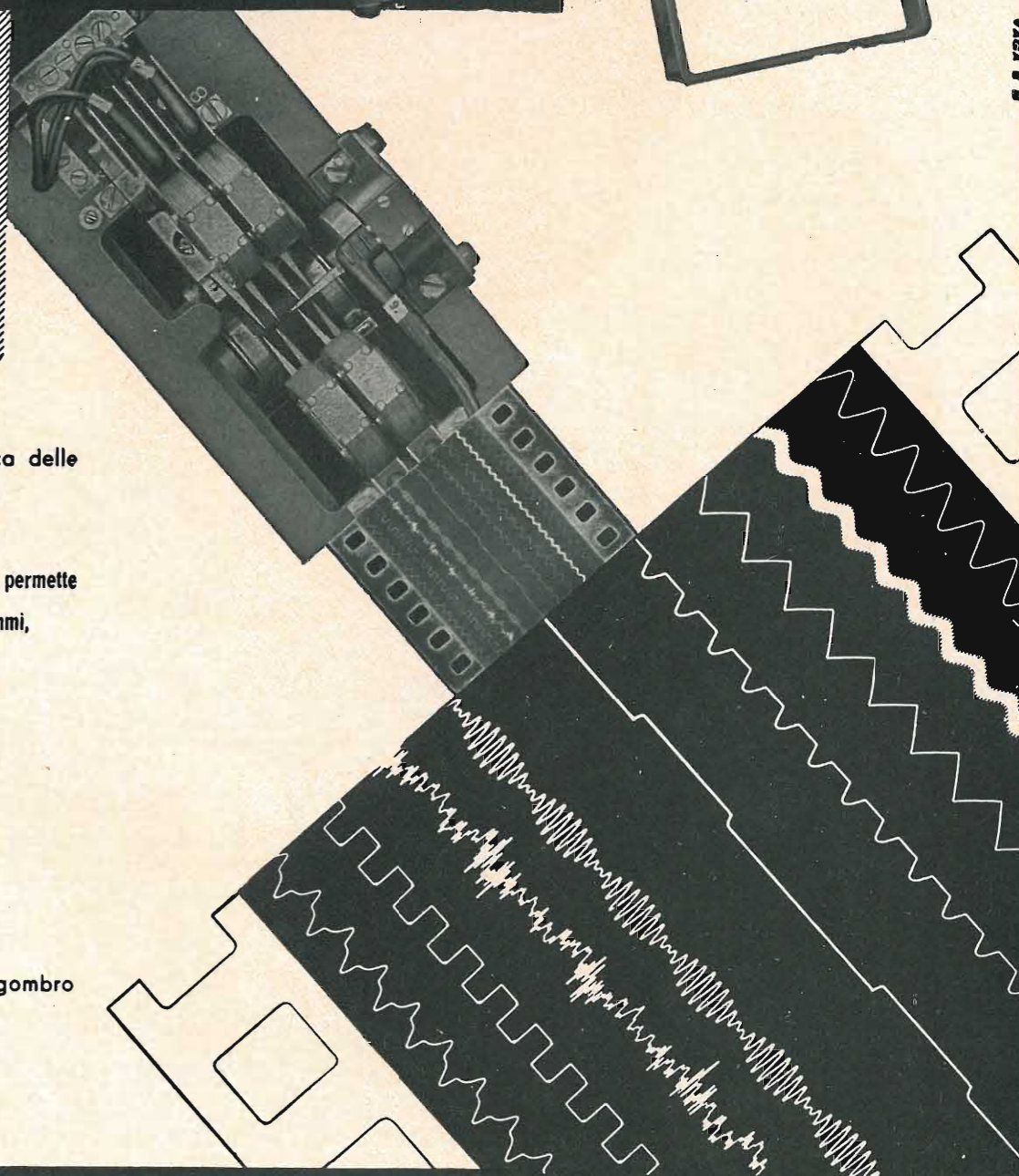
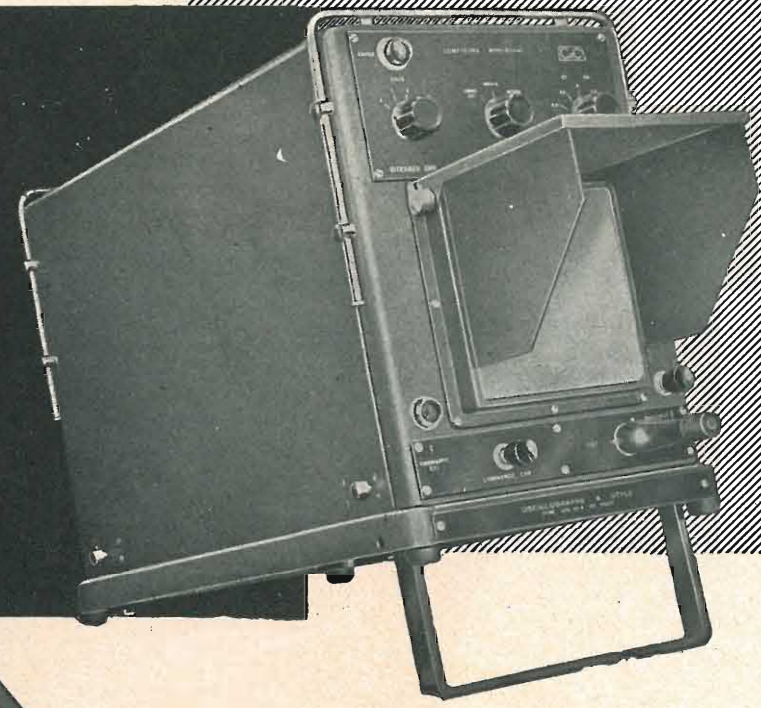
Condor

anticipa i tempi

Dott. Ing. GALLO S.p.A. Via Ugo Bassi 23a - MILANO
Telefoni: 600.628 - 694.267 - 679.822

PUBBLICITÀ INTERNAZIONALE 4-61

oscillografo a stilo

a 8 equipaggi

OSL 81A

un nuovo progresso nella tecnica delle misure: l'oscillografia immediata!

registra otto fenomeni contemporanei e permette l'osservazione immediata degli oscillogrammi, senza alcun procedimento di sviluppo.

Sensibilità degli equipaggi:
da 10 mA / 75 Volt a 1 Amp / 0,75 Volt

Apparecchio portatile di limitato ingombro
peso 18 Kg.

Costruz.: Compagnie des Compteurs - Montrouge (Francia)

Vendita per l'Italia:
SEB - MILANO - VIA SAVONA, 97

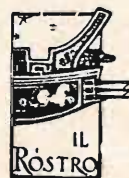
E' in vendita:

LA TECNICA DELLA STEREOFONIA

di **GINO NICOLAO**

Volume di pagg. VII - 152 più 12 tavole fuori testo
Numerose illustrazioni e tabelle • form. 15,5 x 21 cm
Sopraccoperta a colori • Prezzo di copertina **L. 2.300**

▼

L'autore, mancato l'anno scorso per tragica fatalità è noto, tra l'altro, per il successo arriso al recente suo libro su « La tecnica dell'Alta Fedeltà », di nostra edizione. In questa ultima opera riguardante la stereofonia, è riuscito a rendere chiara ed esauriente la trattazione di tale materia, nuova e di attualità, con acume e soprattutto con la competenza che gli è stata da tempo riconosciuta nel campo della B. F. E' un lavoro completo sotto ogni rapporto, è corredato di ampio materiale illustrativo e con schemi elettrici costruttivi; data la semplicità e chiarezza della stesura, è accessibile ad un vasto campo di lettori, tecnici o studiosi. Non dovrebbe mancare a chi si occupa della stereofonia nelle sue applicazioni. Potrete richiederlo alla Editrice Il Rostro o alle principali librerie.

EDITRICE IL ROSTRO
MILANO - VIA SENATO 28

TELE FUN KEN

scienza e tecnica a garanzia
della qualità e della durata

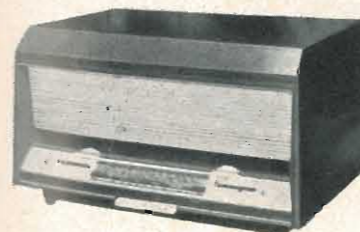
CAPRICE
transistor

SPRINT
transistor

BAJAZZO
transistor

MINISTAR
transistor

SALZBURG STEREO 61

FONOMIGNON
radiofonografo

MIGNON

CONCERTO
STEREO 61
filodiffusione

TELEVISORI RADIO FRIGORIFERI
TELEFUNKEN
la marca mondiale

Palazzo 29/62

Modello AR3 visto senza griglia.

AR INC.

Cambridge, Mass. - U. S. A.

Il principio della sospensione acustico-pneumatica, proprio dell'« **AR** » ideato e brevettato da Villchur ed esclusivo della **ACOUSTIC RESEARCH Inc.** ha radicalmente rivoluzionata e condizionata ad esso la tecnica dei riproduttori di suono. Il suono viene riprodotto dagli « **AR** » con prossimità alla perfezione mai raggiunta.

RECENSIONI: (High-Fidelity, Hirsch-Houck Labs.) Il suono prodotto da questo altoparlante (AR3) è probabilmente quello più vicino al programma originale, fra quelli d'ogni altro altoparlante da me ascoltato.

(The Audio League Report) Sistemi di altoparlanti che diano meno del 30% di distorsione a 30 cicli/sec. sono molto rari. Il nostro sistema di riferimento utilizzante un AR1W, il migliore che abbiamo visto, ha circa il 5% di distorsione a 30 cicli/sec.

marantz

Long Island, N. Y. - U. S. A.

Preampli e centro controllo stereo 7C

Amplificatori per ALTA FEDELTA' di classe professionale, fabbricati con materiali di qualità scientifica assicuranti decenni di vita senza noie. Un esempio veramente superbo di precisione funzionalità. Dànno prestazioni sicure, indistorte, unitamente ad una eccezionale facilità di corretto comando. Il risultato è un nuovo piacere d'ascolto, non disgiunto dalla signorilità del disegno.

Amplif. di potenza stereo 35+35 W, 8B

BOLLETTINI TECNICI DETTAGLIATI A DISPOSIZIONE DEGLI INTERESSATI

AGENTE PER ITALIA E SVIZZERA:

AUDIO

TORINO - Via G. Casalis 41 - Telefono 761133

Distributori: **MILANO: ORTOPHONIC**, Via B. Marcello 18 • **RICORDI**, Via Berchet e Via Montenapoleone • **ROMA: Radiocentrale**, Via S. Nicolò Tolentino 12 • **TORINO: Balestra**, Corso Raffaello 23 • **FIRENZE: ERTA**, Via Della Scala 22 • **TRE VENEZIE**: consulente audio: **L. ZEN**, Vicolo del Convento 8 SCHIO.

ING. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09
ROMA - VIA LAZIO 6 - TEL. 46.00.53/4
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79

PIAZZA TRENTO 8
MILANO

Tel. 54.20.51 (5 linee)
54.33.51 (5 linee)
TELEGR.: INGBELOTTI - MILANO

Fonometro "General Radio" tipo 1551-B

Portata da 24 a 150 db
(Livello riferimento A.S.A. 0,0002 microbar a 1000 Hz)

Microfono a cristallo

Taratura interna

Dimensioni 156x253x158 mm.

Peso Kg. 3.500

COSTRUITO SECONDO LE NORME DELLA ACOUSTICAL SOCIETY OF AMERICA, AMERICAN STANDARDS ASSOCIATION E AMERICAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS.

PORTATILE A BATTERIE INTERNE

CUSTODIA IN CUOIO
TIPO 1551-P2

STRUMENTO CLASSICO PER MISURE DI LIVELLO SONORO

OSCILLATORI BF E RF PER LABORATORI E INDUSTRIE - AMPLIFICATORI - DISTORSIOMETRI - GENERATORI SEGNALI CAMPIONE - ANALIZZATORI D'ONDA - FREQUENZIMETRI - PONTI PER MISURE RCL - VOLTMETRI A VALVOLA - OSCILLOGRAFI - TUBI OSCILLOGRAFICI - VARIATORI DI TENSIONE «VARIAC» REOSTATI PER LABORATORI

SERVIZIO RIPARAZIONI E RITARATURE

B. P. L. BRITISH PHYSYCAL LABORATORIES (Inghilterra)

Strumenti pratici, semplici e rapidi per la misura dei componenti elettronici

Mod. U.B. 202 Mk IV

Ponte Universale per misure di impedenza

R : 0,05 ohm a 10 Megaohm (1%) - C : 5 pF a 1.000 microfarad (1,5%) fattore di potenza: da 0 a 50% - L : 5 microHenry a 1000 Henry (2%). Angolo di perdita: lettura tang δ x 100 da 0,1 a 1000.

Mod. RM 175-LZ Mk II e Mod. RM 160

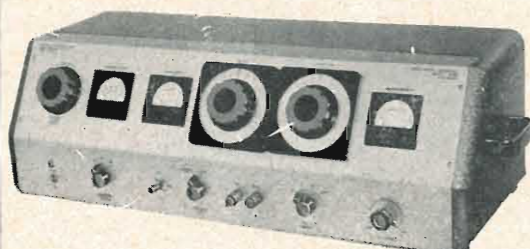
Megaohmmetri

Resistenza da 0,9 a 4 x 10¹⁵ ohm con tensioni di misura da 0 a 1000 V variabile con continuità. Circuito di carica programmabile. Indicazione sia della resistenza che della tensione.

Mod. CZ 457 Mk II

Comparatore di componenti

± 1.5%, ± 3%, ± 12%, ± 22% con precisione del ± 3%. - R : 10 ohm a 15 Megaohm. C : 20 pF a 10/uF. L : 2 mH a 100 H. Velocità di misura = 3000 componenti/hr o 6000 comp/hr con automatizzatore - Frequenza di misura 1000 Hz.

Mod. CB 154D e Mod. CB 154E

Ponti di misura per condensatori elettrolitici

0.2 a 22000/uF. con fattore di potenza da 0,4 a 75%, tensione di polarizzazione da 0 a 800 V. e perdita da 0 a 50 mA. - Frequenza di misura: rete o multipla.

AGENTE GENERALE PER L'ITALIA:

DOTT. ING. M. VIANELLO

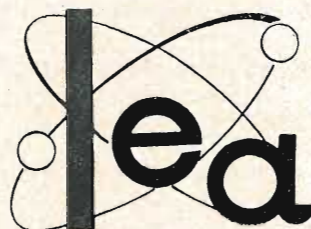
Sede: MILANO - Via Anelli 13 - telefoni 553081 - 553811
Filiale: ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - telef 767250 - 767941

Radiotelefoni e Radiocomandi Industriali

- Per comunicazioni tra posti fissi e mobili
- Per il comando e la regolazione a distanza di macchinari, pompe, segnalazioni, ecc.

mod. **RT 6** a valvole
mod. **RT 66 interamente transistorizzato**

Gamma 29-42 Mc/s; 68-82 Mc/s
Da 1 a 6 canali quarzati - Potenza trasm. 5 W
Alimentazione C.A. - C.C.

laboratorio elettronica applicata

milano - via maffucci 26 - telef. 371.159

Europhon - Sede di Bari

Dobbiamo convenire che l'organizzazione commerciale EUROPHON va assumendo posizioni di rilievo. E non potrebbe essere diversamente di fronte alla sorprendente impostazione industriale di questa Azienda. Alla nuova Sede di BARI in Via Quintino Sella 176-178, recentemente inaugurata, affluiscono i rivenditori delle Puglie per i propri rifornimenti. Particolare rilievo merita il servizio assistenza tecnica che annovera fra i suoi elementi tecnici qualificati provenienti dal corso di addestramento aziendale.

CONVERTITORI E SINTONIZZATORI

TELE FUN KEN

CONVERTITORE UV2

Convertitore UV2 può essere semplicemente allacciato a qualsiasi televisore senza nessuna spesa di installazione o modifica.

SINTONIZZATORE C 11

Per la ricezione UHF 2° Programma, adatto per essere incorporato in qualsiasi apparecchio anche di non recente fabbricazione.

TELEVISORI RADIO FRIGORIFERI

TELEFUNKEN

la marca mondiale

Palazzo 41/62

Presentiamo un'altro grande successo editoriale:

DONATO PELLEGRINO

TRASFORMATORI

★

DI POTENZA E DI ALIMENTAZIONE

Prezzo

L. 2.500

Volume di pagine XVI - 156 - formato 15,5 x 21 cm.

ELECTRONIC INSTRUMENT CO.- NEW YORK

Mod. 460 K
Mod. 232 K
Mod. 368 K
Mod. 324 K

30 TIPI DI STRUMENTI, MONTATI O IN SCATOLA DI MONTAGGIO, TRA CUI ALCUNI NUOVISSIMI, PER LE PIÙ VARIE MISURAZIONI E CONTROLLI - RADIO - TV - TELEGRAFIA, ecc.

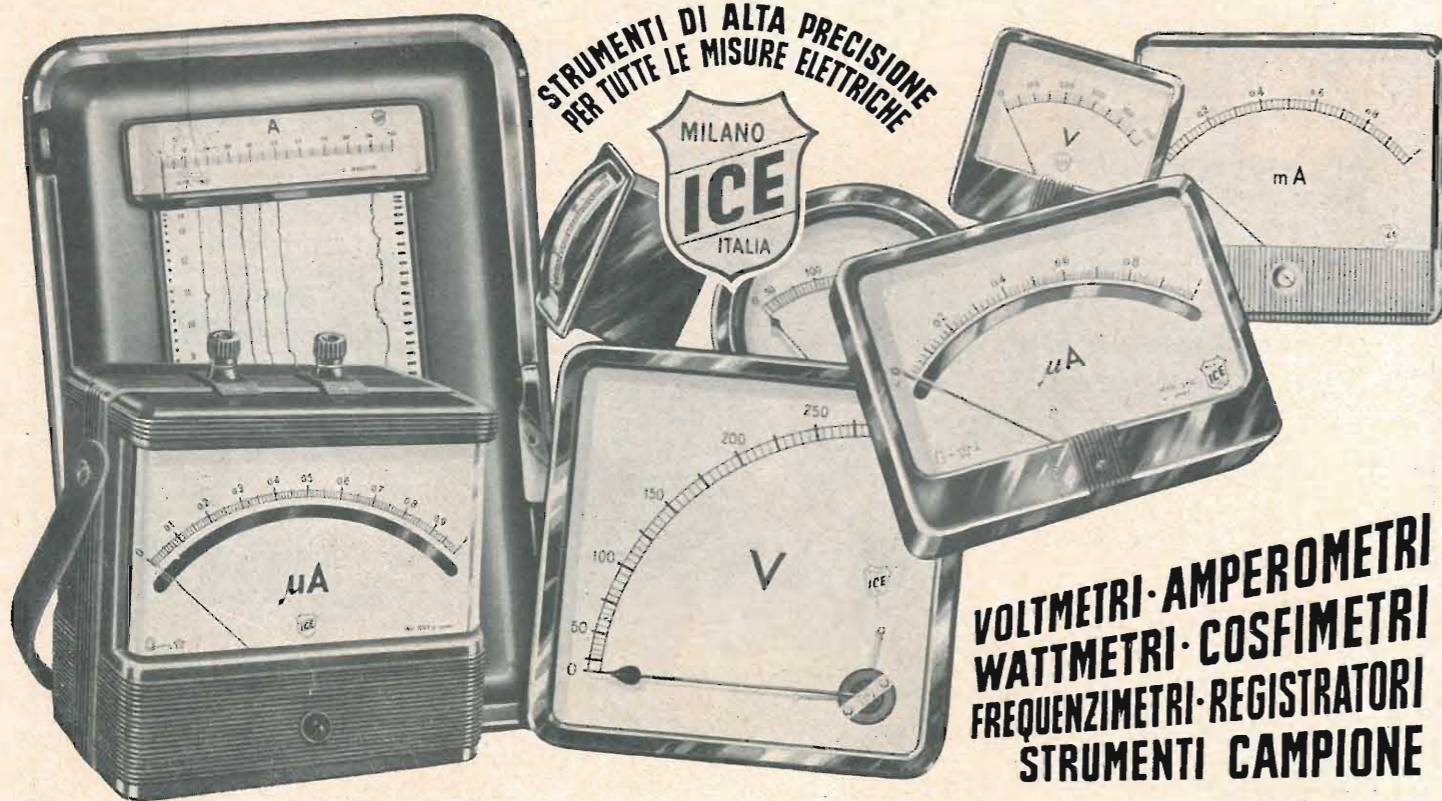
TRIPLETT

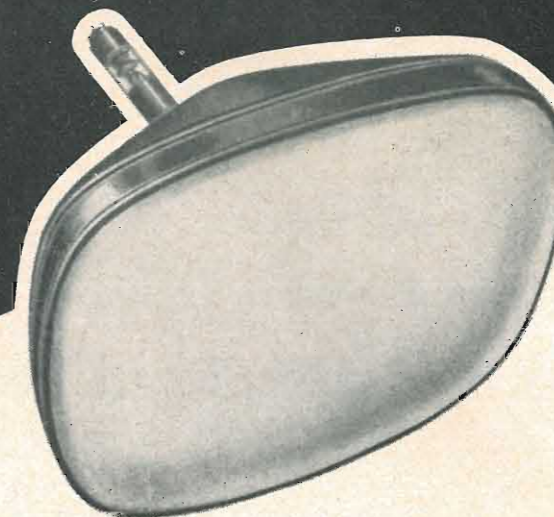
Bluffton - Ohio U.S.A.

ANALIZZATORI UNIVERSALI E VOLTMETRI ELETTRONICI DI ALTA QUALITÀ

Mod. 631
Mod. 650
Mod. 310 (TASCABILE)
Mod. 630 A

Per caratteristiche, prezzi, consegna, ecc., rivolgersi a:

DISTRIBUTORI PER L'ITALIA:
PASINI & ROSSI
GENOVA - Via SS. Giacomo e Filippo, 31 Tel. 870410-893465
MILANO - Via A. Da Recanate, 4 Tel. 278855

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

VIA RUTILIA N. 19/18 - MILANO - TELEF. 531.554/5/6

A PREZZI ECCEZIONALI

CINESCOPI ORIGINALI AMERICAN U.S.A.

Tipi	17BJP4	(90° cc)
"	21ALP4	(90°)
"	21CEP4	(110°)

APPROFITTATE!!

GRANDE ASSORTIMENTO

VALVOLE G. E. AMERICAN U. S. A.

SINTONIZZATORI CONVERTITORI

N. S. F.

ORIGINALI TEDESCHI

Disponibilità immediata

A prezzi di assoluta concorrenza

F. GALBIATI

MILANO - VIA LAZZARETTO 17 - TELEFONO 664147 - 652097

DISTRIBUTORE

TUBI CATODICI GENERAL ELECTRIC - AMERICAN U. S. A.

ING. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09
ROMA - VIA LAZIO 6 - TEL. 46.00.53/4
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79

PIAZZA TRENTO 8
MILANO

Tel. 54.20.51 (5 linee)
54.33.52 (5 linee)
TELEGR.: INGBELOTTI - MILANO

PONTE UNIVERSALE PORTATILE

GENERAL RADIO Tipo 1650-A

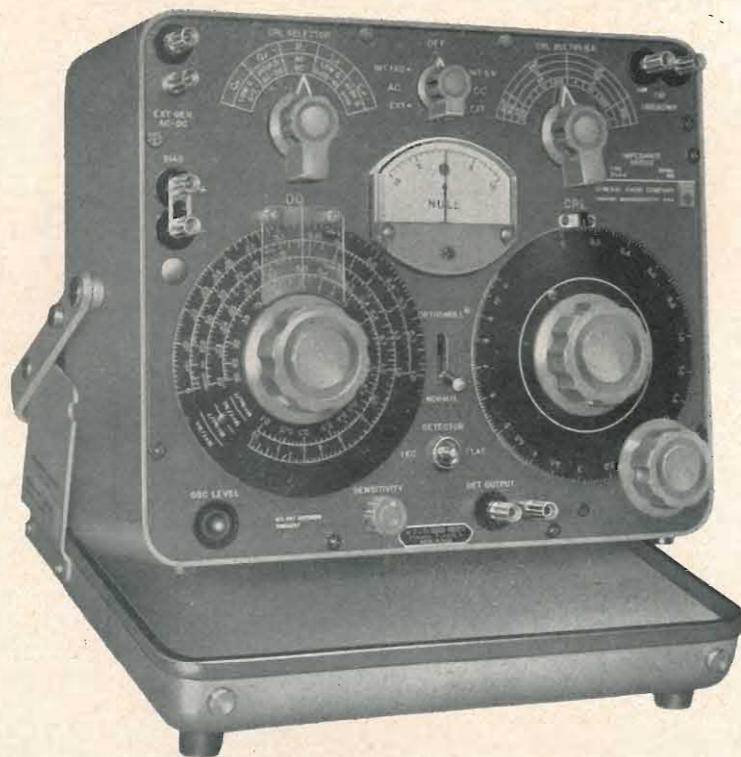
per misure di:

RESISTENZE - CAPACITA' - INDUTTANZE
FATTORE DI QUALITA' E DISSIPAZIONE

Ampie portate:

RESISTENZA
0,001 OHM
a 10 Mega OHM

CAPACITÀ:
da 1 Picofarad
a 1.000 Microfarad

INDUTTANZA:
da 1 Microhenry
a 1000 Henry

FATTORE DI QUALITÀ:
da 0,02
a 1.000

FATTORE DI DISSIPAZIONE:
da 0,001
a 50
a 1 Kc

Dispositivo brevettato
"ORTHONULL"
per rapida misura
di bassi **Q**
ed alti **D**

COSTRUZIONE MODERNA - PRECISIONE 1%
CUSTODIA SPECIALE PER DISPOSIZIONE A LEGGIO - MISURE RAPIDE E PRECISE
INDISPENSABILE IN OGNI LABORATORIO RADIOTECNICO

DEPOSITO - LABORATORIO RIPARAZIONI

FEBBRAIO 1962 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Comitato di Redazione **prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Vittorio Banfi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini.**

Consulente tecnico **dott. ing. Alessandro Banfi**

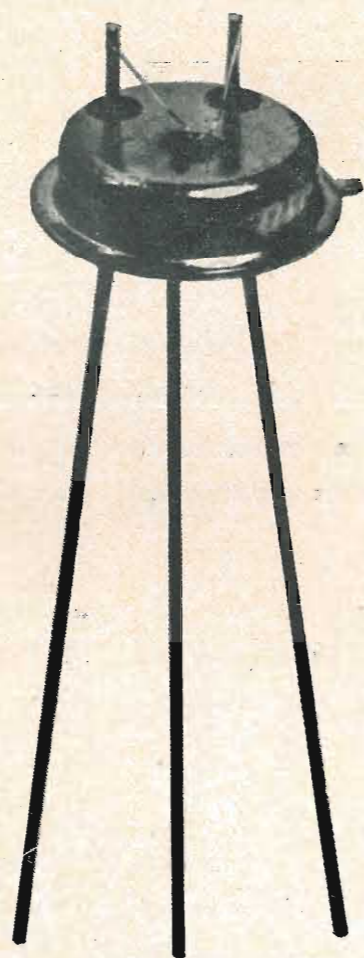
SOMMARIO

A. Banfi	**061**	Riflessioni sul secondo canale
S. Valsesia	**062**	Il diodo tunnel nei circuiti logici
n.s., u.s., u.b.	**069**	Notiziario industriale
A. Baldan	**070**	La protezione superficiale ottenuta mediante deposizione elettrolitica
i.s.	**073**	Notiziario industriale
F. Bebber	**076**	Il misuratore di potenza a radiofrequenza *-hp-* 431A
A. Nicolich	**080**	Sistema sequenziale a memoria per TV a colori
G. Checchinato	**084**	Generatori di funzioni a potenziometro
P. Soati	**088**	Note di servizio dei ricevitori di TV Phonola modelli 1741 UHF e 1741 P
	093	Segnalazione brevetti
	094	Unità di deflessione Philips per cinescopi 110° da 19" e 23"
g.b.	**096**	Due convertitori per la banda dei 144 MHz
A. Piazza	**100**	La registrazione stereofonica su nastro magnetico.
A. Contoni	**105**	Il sistema MF stereofonico della General Electric
P. Postorino	**109**	Amplificatore stereofonico da 8 W con dispositivo di bilanciamento originale
a.f., P. Soati	**111**	A colloquio coi lettori
	119	Archivio schemi

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30**
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

Tutti i diritti di proprietà artistica e letteraria sono riservati per tutti i paesi. La riproduzione di articoli e disegni pubblicati è permessa solo citando la fonte. La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni e le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

LA SGS PRESENTA IL TRANSISTOR AL SILICIO PLANAR CON SUPERFICIE PROTETTA

		fT tipico	Pc a 25 °C di temper. del conten.	VCBO	ICBO (Max.) 25 °C	ICBO (Max.) 150 °C
2N 1613	**AMPLIFICAZIONE E COMMUTAZIONE** commutazione veloce (logica ad alta corrente), amplificatori (basso-livello, basso-rumore, banda larga, potenza a VHF)	100 mc	3 watts	75 V	10 mμA	10 μA
2N 1711	tipo universale ad alto guadagno	120 mc	3 watts	60 V	10 mμA	10 μA
2N 1889	**AMPLIFICAZIONE AD ALTA TENSIONE** impiego generale per amplificatori, oscillatori e circuiti di commutazione di alta qualità	70 mc	3 watts	100 V	10 mμA	15 μA
2N 1890	simile al 2N 1889 con alto guadagno	90 mc	3 watts	100 V	10 mμA	15 μA
2N 1893	simile al 2N 1889 con tensione più elevata	70 mc	3 watts	120 V	10 mμA	15 μA
2N 708	**AMPLIFICAZIONE A VHF E COMMUTAZIONE** amplificatori VHF e commutazione ad alta velocità per logica saturata	450 mc	1.2 watts	40 V	25 mμA	15 μA

DIODI
TRANSISTORI
RADDRIZZATORI

SGS
SOCIETÀ GENERALE SEMICONDUTTORI
AGRATE - MILANO
ITALIA

dott. ing. Alessandro Banfi

Riflessioni sul secondo canale TV

Il marasma tecnico commerciale che ha afflitto dal settembre dello scorso anno, sino a ieri, il mercato Radio TV, si è ormai placato ed è ora possibile trarne qualche utile considerazione.

Si deve anzitutto riconoscere che è mancato quel coordinamento fra consigli tecnici sulle modalità di ricezione del 2° canale e la propaganda commerciale. Infatti mentre da un lato la stampa qualificata e la RAI stessa insistevano giustamente sull'adozione appena possibile di un'unica antenna centralizzata per tutti gli Utenti di un edificio, soluzione conveniente anche dal lato economico se gli utenti raggiungono almeno la decina, e soprattutto che permette di utilizzare senza modifiche od al massimo con qualche lievissimo ritocco, tutti i televisori già installati, anche se di tipo vecchissimo, la propaganda commerciale si sbracciava ad offrire televisori nuovi in cambio di quelli vecchi, senza far presente che il televisore nuovo con commutazione rapida a tasto fra il 1° e il 2° canale mal si presta per essere impiegato con impianti di antenna centralizzata con conversione comune da UHF in VHF.

Per l'utilizzazione completa di tali nuovi televisori, è necessaria un'antenna singola per ogni utente, munita di una propria discesa separata in cavo coassiale.

Ne è nata pertanto una antiestetica e disordinata fioritura di antenne UHF - VHF con cavetti che scendono bene in vista lungo la facciata di edifici, entrando in modo più o meno fortunato da qualche angolo di finestra.

Tutto ciò, però, non deriva da incompetenza tecnica o da colpevole tattica commerciale, bensì unicamente da quella mancanza di coordinamento nelle azioni di commercianti ed industria nei riguardi delle cosidette campagne di vendita.

Una propaganda ben fatta, omogenea e coordinata avrebbe potuto indirizzare razionalmente e giudiziosamente i tre gruppi di teleutenti verso le tre soluzioni logiche e più convenienti per ciascuno di essi.

Perchè tre gruppi di utenti?... Ecco qua:

Dalla massa cospicua dei possessori di televisori di tipo più o meno vecchio, oggi in condizione di ricevere il 2° canale (che si può ritenere intorno alle 600 - 700 mila unità) occorre selezionare quella parte che per motivi particolari non intende rinnovare o sostituire il televisore anche se allettato da promettenti combinazioni di acquisto.

A loro volta costoro possono trovarsi di fronte al dilemma: antenna singola o antenna centralizzata?

Dilemma che potrà risolversi solo in funzione della situazione locale dell'utente.

Quella parte invece che si dimostra disposta al rinnovo del televisore andrebbe chiaramente ed onestamente catechizzata, sempre in funzione della propria situazione locale e cioè se la soluzione scelta è quella dell'antenna centralizzata, verso una consapevole rinuncia della commutazione di programma a tasto, ma pur sempre con la contropartita di un televisore moderno e più efficiente.

Ovviamente quest'ultima soluzione sarà più diffusa nei grandi centri urbani con edifici di costruzione recente, provvisti di adatte canalizzazioni per la sistemazione della rete di distribuzione in cavo caossiale.

La clientela del nuovo televisore atto alla ricezione dei 2 canali con semplice commutazione a tasti, sarà pertanto localizzata di preferenza fuori dai centri urbani e di ciò i competenti uffici commerciali delle Aziende di

(il testo segue a pag. 095)

dott. ing. Stanislao Valsesia

Il diodo tunnel nei circuiti logici

Nel campo delle applicazioni ai circuiti dei calcolatori elettronici l'interesse verso il diodo tunnel è determinato dalle possibilità logiche che esso presenta e dalla semplicità costruttiva dei circuiti unitamente alle elevatissime velocità di funzionamento consentite.

1. - IL DIODO TUNNEL

Il comportamento di un diodo al germanio, costituito da una giunzione di tipo $p-n$ tra due zone di materiale semiconduttore a forte impurità, sottoposto a tensioni crescenti, mette in evidenza un andamento della corrente che può essere interpretato da una caratteristica $I-V$ del tipo di quella di fig. 1.

L'andamento della caratteristica presenta un tratto con pendenza negativa per cui è lecito affermare che il diodo in oggetto ha resistenza negativa.

Il comportamento di cui si è detto è stato rilevato per primo da L. Esaki [13] e pertanto si è soliti parlare di diodo di Esaki od anche di diodo Tunnel intendendo così fare riferimento alla teoria che giustifica il fenomeno rilelevato: « quantum mechanical tunneling principle ».

In altre parole impiegando la parola « tunnel », s'intende rappresentare il superamento della barriera di potenziale della giunzione da parte delle particelle che consentono la conduzione senza che sia stata loro fornita l'energia necessaria, quando tutti gli elettroni della zona n si trovano opposti alla barriera e la corrente si è ridotta praticamente a zero [11] [12].

L'interesse verso un tal tipo di diodo, almeno per quanto riguarda la possibilità di applicazione nei circuiti logici calcolatori elettronici, è giustificato dalle considerazioni seguenti;

a) Possibilità di realizzare elevatissime velocità di funzionamento dei circuiti in quanto la velocità di commutazione del diodo tunnel è dell'ordine del nanosecondo (10^{-9}sec.). L'unica limitazione pratica è posta dal valore della capacità della giunzione oltreché dai valori dei parametri del circuito in cui è inserito il diodo.

b) Possibilità di funzionamento in un campo di variabilità delle temperature abbastanza vasto (sono note le restrizioni necessarie per gli elementi solidi in genere).

Ciò è conseguente alla forte impurità del mezzo che tollera pertanto anche contaminazioni superficiali. Di conseguenza non sono da attendersi né variazioni di caratteristica col tempo né particolari accorgimenti tecnologico-costruttivi. In più è ammessa anche una certa contaminazione radioattiva.

c) Semplicità costruttiva in quanto il diodo tunnel è un dispositivo a due terminali.

2. - POSSIBILITÀ LOGICHE

Supponiamo di inserire un diodo tunnel in un circuito come in fig. 2*a*. La caratteristica riprodotta in fig 2*b*. rappresenta le condizioni di funzionamento:

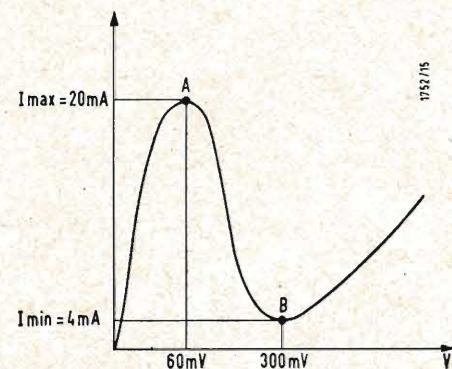



Fig. 1 - Caratteristica di un diodo tunnel (diodo al germanio della RCA)

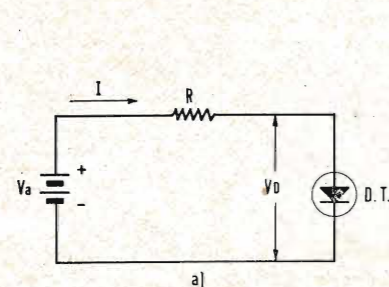



Fig. 2 - Circuito di applicazione del diodo tunnel con relativa caratteristica. Polarizzazione con condizione di bistabilità.

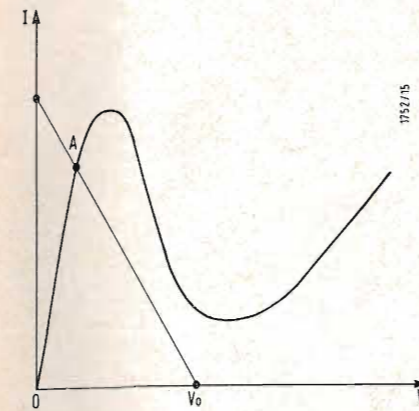
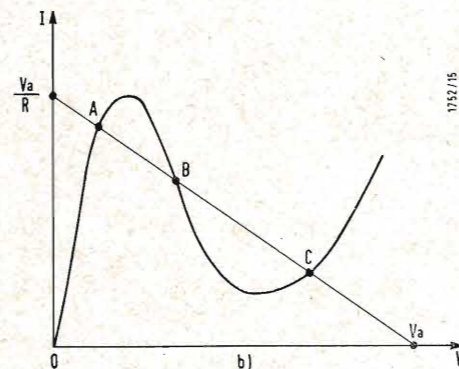



Fig. 3 - Variando il valore della resistenza e regolando opportunamente il valore della tensione si ottiene una nuova condizione di funzionamento. Polarizzazione con condizione di monostabilità.

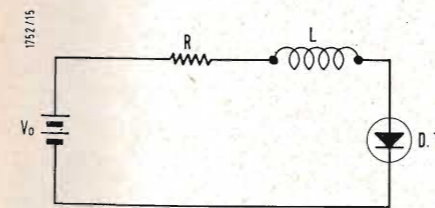



Fig. 4 - Circuito monostabile.

cioè l'andamento della corrente nel diodo in funzione della tensione V_D ad esso applicata. La retta che passa per i punti di coordinate (V_a, O) e (O, V_a/R) individua i due stati stabili: A, C ed il punto B instabile [9] intersecando la curva caratteristica del diodo. La pendenza della retta è determinata dal valore della resistenza R ed ha pendenza negativa solo perché essa esprime l'andamento della corrente in funzione della differenza di tensione esistente tra la sorgente V_a e la caduta di tensione nella resistenza [12].

Associando ai due stati stabili i due valori possibili di una variabile binaria, abbiamo a disposizione un comodo sistema di rappresentazione. In particolare potremo associare al punto A, individuato da condizioni in basso valore di tensione ed alto passaggio di corrente, lo stato « O » mentre al punto C, caratterizzato da un alto valore di tensione, potremo associare lo stato « 1 ».

Il passaggio da uno stato stabile all'altro avviene con il superamento della soglia individuata dal punto A di fig.1.

Se, con riferimento alla fig. 2*b*, si applica un valore di corrente per il quale si supera la condizione di funzionamento individuata dal punto A della caratteristica (segnale in entrata), si commuta il punto di funzionamento dal punto A all'altro punto stabile C realizzando il passaggio dallo stato « O » allo stato «1».

Il passaggio sarebbe irreversibile qualora non fosse possibile applicare un valore negativo di corrente per poter ritornare nel punto A.

Inoltre si ha conservazione nel tempo del segnale ricevuto dal circuito in quanto il circuito si mantiene nel punto C anche se il segnale viene a cessare.

Perciò, oltre ad aver un mezzo per la rappresentazione di una variabile binaria, abbiamo anche un mezzo per la memorizzazione delle informazioni.

Due considerazioni sono importanti a questo punto. La prima è che variando il valore della tensione applicata V_a (v. fig. 2*a*) la retta di carico si sposta parallelamente a se stessa (la resistenza rimane costante). La seconda è che variando il valore della resistenza R si puo ottenere una diversa condizione di funzionamento. Per un valore di resistenza $R_1 < R$ si ottiene quanto rappresentato in fig. 3.

Constatata così la possibilità di impiegare logicamente il diodo tunnel ed esaminati i metodi attraverso i quali si può operare sul diodo, possiamo considerare le diverse soluzioni attraverso le quali il diodo tunnel viene adibito a svolgere le funzioni logiche richieste nei circuiti dei calcolatori elettronici.

3. - PROBLEMI LOGICI E TECNICI

Come si vedrà dal seguito dell'esposizione, vi sono molte possibilità di creare circuiti logici, sfruttando variamente le caratteristiche del diodo tunnel; ma essenzialmente esse si riducono all'impiego delle due condizioni illustrate dalle figg. 2*b* e 3, relative alla bistabilità e monostabilità.

In più, tutte le realizzazioni devono tener conto dei seguenti punti:

a) Attenta considerazione delle tolleranze ammissibili nelle caratteristiche dei diodi (importanza del valore del picco di corrente ai fini della commutazione).

b) Attento esame della circuiteria logica ai fini di un corretto inserimento del diodo tunnel che presenta due soli terminali.

c) Necessità, giá sottolineata, di ricorrere ad interventi esterni per il ripristino delle condizioni iniziali (Irreversibilità della commutazione se non si può agire sulla polarizzazione).

I sistemi di realizzazione dei circuiti logici con impiego del diodo tunnel si poggiano sulla attuazione della logica maggioritaria [8].

Ad esempio, per un circuito AND si avrà commutazione del diodo quando

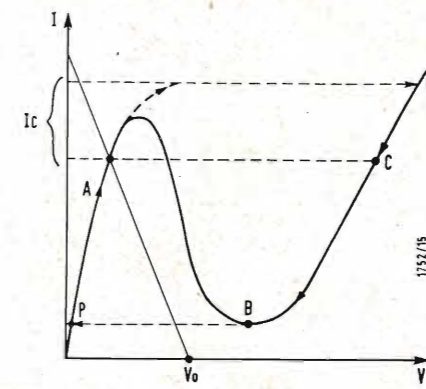



Fig. 5 - Caratteristica di un circuito monostabile.

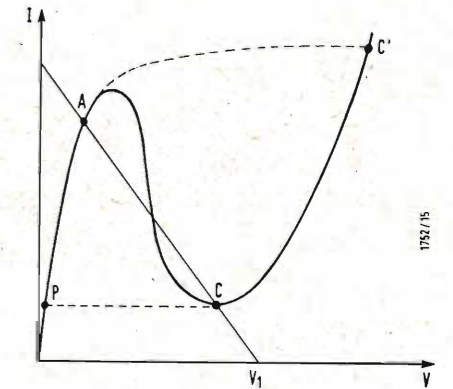



Fig. 6 - Caratteristica di un circuito bistabile. La retta di carico taglia la curva in tre punti.

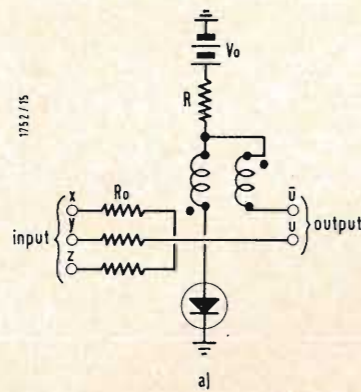
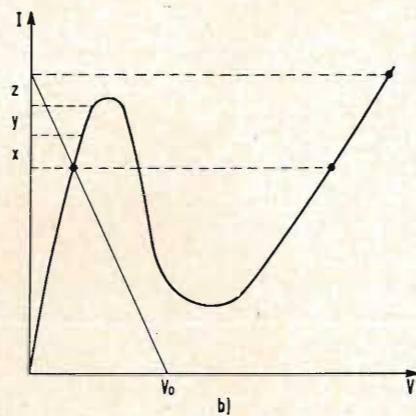



Fig. 7 - Realizzazione circuitale di un AND con relativa caratteristica. Accoppiato al circuito AND è rappresentato un circuito NOT realizzato mediante inversione dell'avvolgimento secondario (uscita) di un trasformatore.

la somma della maggioranza delle correnti in entrata porta il diodo in condizioni di commutazione. È perciò importante conoscere il campo delle variazioni del valore di corrente che determina il « ginocchio » della curva di fig.1. La considerazione del diodo tunnel come elemento a due soli terminali implica un controllo sulla direzione del flusso d'informazioni.

Il più semplice tra i controlli possibili è l'inserzione di un diodo rettificatore su ciascuna linea lungo la quale fluisce un'informazione.

A causa dei bassi valori di tensione attorno ai quali funziona il diodo tunnel, l'impiego di un comune diodo non è molto soddisfacente.

Un altro metodo di controllo è fornito dall'impiego di un'alimentazione a tre vie (tre fasi) del tipo di quella impiegata nei circuiti a parametron [7 e 8]. Vedremo in seguito un esempio di applicazione di questo sistema.

È poi indispensabile fornirsi i mezzi idonei a sondare lo stato di funzionamento di un diodo, provvedere cioè all'interrogazione per sapere se il diodo memorizza il bit « O » od il bit « 1 ».

L'interrogazione può avvenire in maniera non distruttiva (che non altera lo stato del diodo) o distruttiva (in questo caso occorrerà provvedere alla rigenerazione dello stato pre-interrogazione).

Riservandoci di esaminare in seguito questo secondo sistema, accenniamo ad un sistema di interrogazione non distruttivo.

Considerando il fatto che in alcuni diodi il valore della capacità della giunzione è funzione della tensione solo in una delle due zone a resistenza positiva, inserendo il diodo in un opportuno circuito oscillante parametricamente, si avrebbe innesco di oscillazioni subarmoniche solo quando il diodo tunnel si trova nello stato in cui la capacità varia con la tensione. [8]

La presenza delle oscillazioni subarmoniche è indicativa dello stato del diodo.

4. - CIRCUITI MONOSTABILI E BISTABILI

Modifichiamo il circuito di fig. 2*a* introducendo un'induttanza *L* di valore sufficiente a far considerare la costante di tempo *L/R* grande a fronte del tempo di commutazione del diodo (v. fig. 4). Inoltre si regoli il valore della tensione della sorgente, in modo che la caratteristica del carico intersechi la caratteristica del diodo in un punto *A* sotto il « ginocchio » della curva, avendo anche stabilito il valore della resistenza in modo che questa risulti inferiore al valore della resistenza negativa del diodo (v. fig. 5). Applicando un gradiente di corrente (segnale in arrivo dall'esterno) di valore I_c, il punto di funzionamento commuta al punto *C'*. Accade questo grazie al valore della costante di tempo *L/R* che fa considerare la linea di carico dinamica (relativa al transitorio della commutazione) come una linea a corrente costante [4].

La cessazione del segnale esterno porta il punto di funzionamento in *C* ed a questo punto interviene l'induttanza *L*, che avendo immagazzinato energia la deve dissipare, comportandosi quindi come una sorgente di corrente che porta il punto di funzionamento in *B*. Da *B* si ha ancora commutazione in *P* da dove, date le condizioni iniziali del circuito, si ha successivamente il ripristino della posizione iniziale di lavoro *A*.

Il tempo di ripristino vale circa 7,5 volte il tempo di commutazione. Questo ultimo, per un diodo avente le seguenti caratteristiche: corrente di picco 20 mA capacità della giunzione 200 pf, resistenza negativa 7 ohm, ha raggiunto il valore di 7,5 nanosecondi ($7{,}5 \cdot 10^{-9}$ sec.).

Possiamo passare dal circuito monostabile ora descritto al circuito bistabile la cui caratteristica è rappresentata in fig. 6, aumentando il valore della tensione di polarizzazione fino ad un valore V_1 e contemporaneamente aumentando il valore della resistenza in modo da individuare sulla caratteristica i due stati stabili: *A* e *C*.

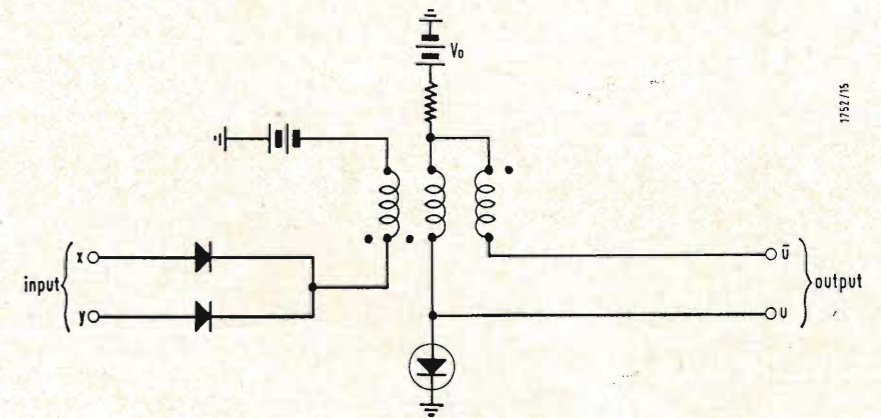



Fig. 8 - Circuito OR con possibilità di avere in uscita i segnali u, $\bar{u}$. Si notino d_1, d_2 impiegati come diodi direzionali e la polarizzazione del circuito di entrata.

Fig. 9 - Circuito bistabile.

Fig. 10 - Memoria a circolazione. I due elementi OR rappresentano ciascuno un elemento di ritardo. Si potrebbe costruire una memoria con soli OR ritardatori. Desiderando un ritardo $1/n$ ciclo di funzionamento, sono necessari n elementi OR per memorizzare un bit. Il primo OR è in più funzionante con inibizione. Se è presente il segnale di azzeramento RAZ, negativo, il segnale di passaggio che dovrebbe provocare la commutazione del secondo elemento bistabile viene bloccato (il circuito OR non commuta).

Il ruolo giocato dall'induttanza è ancora identico al precedente mentre si hanno ora due punti sui quali, in virtù del nuovo valore di polarizzazione, si stabilizza il funzionamento. I tempi di commutazione sono ora relativi al tempo impiegato per il passaggio dal punto *A* al punto *C'* e dal punto *C* al punto *P*. I tempi di ripristino si riferiscono ai percorsi *C'C* e *PA*.

La commutazione *CP* non è però possibile senza la applicazione di un valore di tensione negativo. Possiamo però anticipare, prima di esaminare i diversi impieghi dei circuiti descritti, che nella realizzazione pratica l'induttanza è quella propria di un trasformatore. Basta perciò far riferimento al senso degli avvolgimenti per comprendere come si possa ottenere facilmente la tensione negativa necessaria alla commutazione *CP*.

5. - CIRCUITI LOGICI

Il circuito monostabile trova applicazione nelle realizzazioni dei circuiti AND, OR e NOT. In figura 7*a* è rappresentato un circuito nel quale in entrata si hanno tre segnali possibili. In uscita si ha il segnale *U* come AND dei tre x, y, z in ingresso ed il segnale $\bar{u}$, NOT dei tre suddetti.

La commutazione (e quindi il segnale in uscita) si ha per contemporanea presenza dei valori di corrente x, y, z, come si può rilevare dalla caratteristica di fig. 7*b*.

Aggiustando il valore della tensione di polarizzazione in modo che uno solo dei valori in entrata sia sufficiente a provocare la commutazione, si realizza un circuito OR. A differenza del circuito AND, occorre in questo caso effettuare un controllo sulla direzione dei segnali. Se infatti vi sono più entrate, essendo sufficiente che una sola di queste assuma il valore necessario per la commutazione, le altre entrate possono essere al livello normale per assenza di segnale. Ma essendo in comune i percorsi dell'entrata e dell'uscita (il diodo tunnel ha solo due terminali), le entrate a livello normale possono comportarsi come carichi e perciò provocare in qualche altro circuito al quale siano esse collegate senza controllo direzionale una indesiderata commutazione.

È pertanto necessario introdurre almeno dei diodi direzionali come controllo ed in più, per assicurare il corretto valore d'impedenza nel circuito di entrata (valore condizionato dal valore di tensione col quale si ha commutazione) nel caso di anomalie, si applica a questo una polarizzazione come risulta dal circuito di fig. 8.

Con riferimento alla caratteristica di fig. 6, prendiamo in esame un circuito bistabile costituito come in fig. 9. Esso si presta egregiamente come elemento di memoria ed il funzionamento è il seguente: quando l'elemento memorizza « O » si trova in condizioni di bassa tensione (punto *A* della caratteristica di fig. 6). Attraverso l'*input set*, il segnale di arrivo provoca la commutazione (settaggio dell'elemento nel punto stabile *C*). Attraverso l'avvolgimento di *output* (avvolto in senso contrario all'*input set*) si ha in uscita un segnale negativo che non è in grado pertanto di commutare un secondo circuito bistabile che si trovi esso pure nello stato « O ».

Attraverso l'*input lettura* si può introdurre un segnale con la funzione, grazie al senso dell'avvolgimento dell'*input lettura* (contrario all'*input set*), di provocare il risettaggio allo stato « O » dell'elemento se questo si trova nello stato « 1 » e di creare quindi in uscita un segnale che questa volta è in grado di commutare l'elemento successivo. Se durante l'introduzione del segnale attraverso l'*input lettura* l'elemento si trova già nello stato « O » non avendosi commutazione non si ha neanche segnale in uscita.

Come sarà stato notato, il sistema di lettura è distruttivo e perciò sarà ne-

Fig. 11 - I « gemelli » di Goto.

cessario rigenerare lo stato preesistente. Un circuito di memoria sarà pertanto costituito come in fig. 10 con l'impiego di due elementi bistabili e con la generazione ad intervalli scanditi da un clock, dei segnali di lettura.

6. - I « GEMELLI » DI GOTO

Un'applicazione veramente interessante dei diodi tunnel è quella descritta da E. Goto [1, 6, 10, 14] che per primo la propose e la studiò.
E. Goto, dell'Università di Tokyo, fu l'autore della brillante realizzazione dei parametron nello stesso periodo (1954) in cui Von Neumann ne enunciò i principi teorici [8].
È perciò naturale che lo stesso principio con cui si controlla il funzionamento dei parametron sia stato da Goto applicato anche a questa sua nuova realizzazione.
I « gemelli » di Goto sono due diodi tunnel di uguali caratteristiche, connessi secondo lo schema di fig. 11 ai cui terminali sono applicate due tensioni di uguali ampiezze ma di polarità opposte $E+$, $E-$.
La parola « gemelli » usata per definire l'applicazione di Goto non è una semplice equivalenza italiana delle espressioni « twin » o « Goto-pair », con le quali si indica il circuito in esame, della lingua inglese; essa intende sottolineare il fatto che le caratteristiche devono essere uguali con strettissima tolleranza.
È questo, in effetti, l'unico neo, allo stato attuale della tecnica, dei « gemelli » di Goto. Esso comporta infatti l'aumento dei costi nella produzione dei diodi e circoscrive la potenziale, illimitata conservazione nel tempo delle prerogative del diodo tunnel, in cambio del raggiungimento di elevatissime velocità di funzionamento (sono stati esperimentati positivamente: 400 MHz).
Rispetto alle condizioni di impiego illustrate dalla fig. 11, si riconoscono le tre caratteristiche di funzionamento riportate in fig. 12 a seconda delle ampiezze delle tensioni applicate.
Al crescere dell'ampiezza delle tensioni si ottengono due condizioni di funzionamento per le quali in *C* il valore della tensione è nullo (figg. 12*a* e 12 *c*) ed una condizione in cui il punto di funzionamento con tensione nulla in M è instabile (fig. 12 *b*).
È sufficiente imprimere in *M* attraverso l'*input*, in quest'ultima condizione, un piccolissimo valore di tensione di pilotaggio ϱ_{p+} perchè ci si sposti in E_{p+}, ovvero ϱ_{p-} per ottenere E_{p-}. I valori $E_{p\pm}$ possono essere considerati come amplificazioni dei valori $\varrho_{p\pm}$.
Unendo tra loro circuiti del tipo di quello di fig. 11, si è in grado di realizzare tutta la circuiteria logica in maniera analoga a quanto fatto per i parametron (logica maggioritaria e generazione di oscillazioni subarmoniche).
Il controllo della corretta direzionalità delle informazioni è assicurata considerando i « gemelli » in gruppi di tre ed eccitando ognuno di essi con tre frefrequenze di ampiezze $E_{1\pm}$, $E_{2\pm}$, $E_{3\pm}$ ciclicamente sfasate. L'informazione fluirà pertanto dalla 1ª alla 2ª e da questa alla 3ª coppia (v. fig. 13).
L'efficienza di questo controllo di direzione è insita nel modo di funzionare dei « gemelli » di Goto. Infatti il passaggio in uno o nell'altro stato si ha solo *durante* l'intervallo in cui la tensione di alimentazione *cresce*. A titolo di esempio dei circuiti logici, in fig. 14 è rappresentata la realizzazione di un circuito AND funzionante anch'esso sul principio della logica maggioritaria (numero dispari di ingressi).
È invece di non semplice realizzazione il circuito NOT con impiego dei gemelli di Goto. Ciò è conseguente alle due considerazioni basilari di questo sistema:
1) rappresentazione dei segnali mediante polarità di tensioni continue;
2) realizzazione di velocità di funzionamento particolarmente elevate.
Il raggiungimento del 2° obbiettivo contraddice l'uso di elementi ritardatori in genere (tubi o transistori che consentirebbero l'inversione di polarità) e di trasformatori in particolare (per l'ovvia ragione che i segnali sono rappresentati da tensioni continue).
È però possibile realizzare circuiti NOT senza elementi di ritardo. Il sistema è detto a push-pull e consiste nel raddoppio della circuiteria in quanto di ogni segnale si ha, in partenza, la sua negazione. La fig. 15 illustra chiaramente come sia, con questo sistema, possibile la realizzazione di un circuito AND alle cui entrate si considerino i segnali $x, y, \bar{z}$. Poichè si hanno i complementi dei segnali in oggetto, si ottiene anche l'AND dei tre x, $\bar{y}$, z; interponendo dei comparatori si potrà controllare l'esattezza del funzionamento della circuiteria $u \neq \bar{u}$). In questo modo è possibile compensare l'aumento di elementi (tendente al raddoppio) con la semplicissima realizzazione di un controllo funzionale.

Fig. 12 - Caratteristiche di funzionamento del circuito di fig. 11 al variare delle ampiezze di $E+$ ed $E-$.

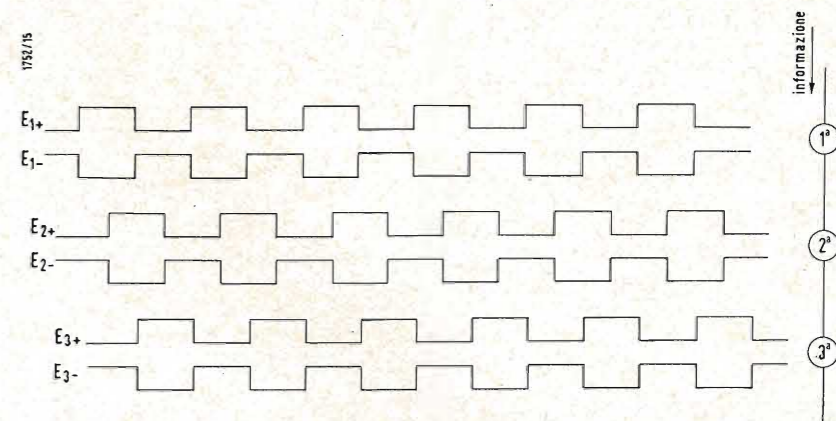



Fig. 13 - La direzione del flusso di informazioni è controllata da tre segnali di eccitazione sfasati ciclicamente (sfasamento di 120°, per cui si parla di eccitazione trifase).

7. - CONCLUSIONI

È possibile graduare, secondo la rispondenza alle funzioni cui sono adibiti, i mezzi impiegati nella realizzazione dei circuiti logici. Tale graduazione può esser fatta sulla base di un punteggio ricavato dall'esame delle caratteristiche fondamentali che possono essere elencate:
1) Semplicità costruttiva.
2) Sicurezza di funzionamento.
3) Tempo di ritardo nell'esecuzione di funzioni logiche.
4) Guadagno logico (Rapporto tra la corrente disponibile in uscita e quella in ingresso).
5) Costo complessivo (produzione, consumo, funzionamento).
L'esposizione dei paragrafi precedenti ha già fornito elementi sufficienti per constatare i requisiti nettamente positivi nei riguardi dei punti 1, 2 , 3.
Il punto 4 ha notevole importanza in quanto si può dire che la velocità operativa di un sistema logico è essenzialmente funzione dei tempi di ritardo, del numero di ingressi e del guadagno logico realizzabile dai singoli elementi.
Nei circuiti con elementi a diodi tunnel il guadagno è espresso dal rapporto tra la corrente totale disponibile in uscita (nello stato di alta tensione del diodo) e la singola corrente in entrata (valore determinato dal carico).
Questo rapporto è evidentemente influenzato dalle tolleranze e tende a diminuire al crescere della tolleranza.
La corrente disponibile in uscita può essere assunta circa uguale alla differenza $I_{max} - I_{min}$ (v. fig.1). Infatti il carico è rappresentato dall'impedenza di accoppiamento in serie con il diodo, nelle condizioni di polarizzazione, ed è stato assunto un valore di induttanza (v. paragr. 4) relativamente grande (per un diodo di corrente di picco di 20 mA, con capacità di 200 pF, resistenza negativa di 7 Ω, $L = 0{,}22 \mu$H). [2]
La corrente di ingresso che rappresenta un « 1 » (quella che rappresenta « O » è trascurabile) è ottenuta dal rapporto della tensione in uscita al valore della resistenza *Ro* (v. fig. 7*a*).
Naturalmente questo valore è condizionato dalla funzione logica oltrechè, beninteso, dalle tolleranze per un circuito AND ad *n* ingressi, *n* volte il valore della corrente in ingresso dovrà provocare la commutazione.
Il valore del guadagno varia da 6 a 10 per i circuiti del tipo « Goto » ponendosi pertanto in posizione di eccellenza.
Sui costi complessivi, oltre alle considerazioni già fatte, è sufficiente aggiungere la constatazione che, seppure vi sono sensibili variazioni a seconda dei tipi o delle modalità d'impiego, ci si mantiene mediamente su posizioni che sono soddisfacenti.
Non è certo possibile stabilire per il momento graduatorie in ordine alla preferenza applicativa dei vari sistemi. Si può notare che i sistemi poggiantesi sui circuiti mono e bistabili attirano complessivamente il maggiore interesse sopratutto per l'impiego in circuiti ad alta velocità, in parallelo, funzionanti in situazioni ambientali variabili.
La circuiteria logica basata sui « gemelli » di Goto sarà praticamente conveniente solo quando la tecnica costruttiva offrirà la possibilità di avere a costi nettamente inferiori diodi tunnel con caratteristiche uguali nelle strette tolleranze richieste da quest'impiego.
Complessivamente possiamo affermare di trovarci senz'altro di fronte ad un mezzo di interessantissime prospettive destinate a rappresentare un punto di forza degli elementi a stato solido.

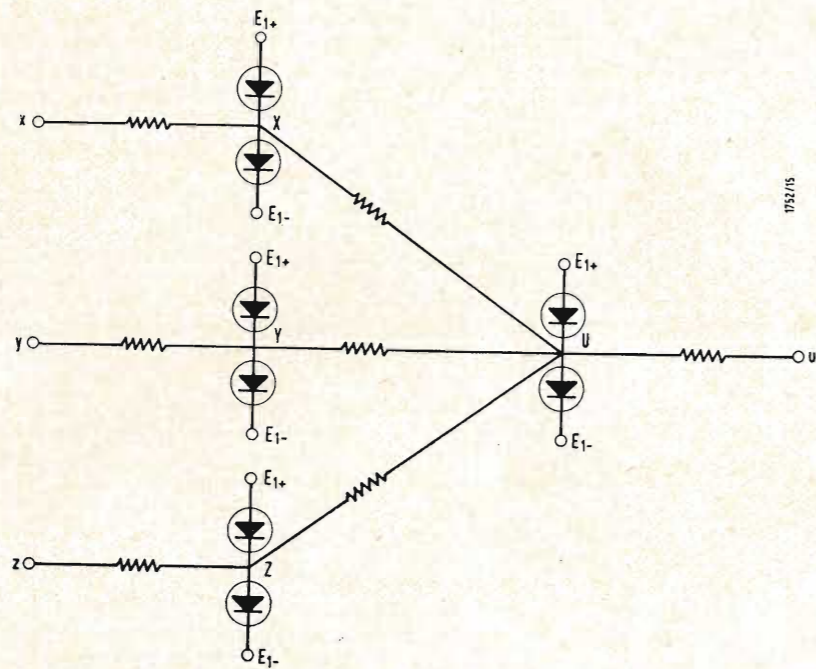



Fig. 14 - Realizzazione di un circuito AND con i « gemelli » di Goto. La somma algebrica dei tre segnali x, y, z determina, in valore e segno, il segnale che si presenta in U. Il segnale u sarà dunque uguale alla maggioranza dei tre segnali in entrata. Notare le fasi delle tensioni di eccitazione (v. fig. 13).

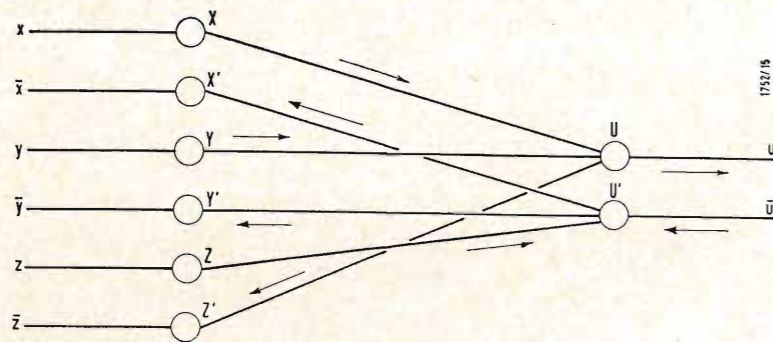



Fig. 15 - Circuito AND tra segnali x, y, $\bar{z}$, I gemelli di Goto sono rappresentati da cerchi. Le polarità dei segnali determinano i due flussi contrari (push-pull).

8. - BIBLIOGRAFIA

[1] E. Goto, K. Murata, K. Nakazawa e altri, *Esaki Diode High-Speed Logical Circuits*. « IRE Trans. on E.C.» Vol. EC-9 n° 1 marzo '60 pag. 25.

[2] W. F. Chow, *Tunnel Diode Digital Circuitry*. « IRE Trans. on E.C. » Vol. EC-9 n° 3 settembre '60 pag. 295.

[3] G.W. Nett, S.A. Butler, D.L. Critchloro, *Esaki Diode Logic Circuits*. « IRE Trans. on E.C. » Vol. EC-9 n° 4 dicembre '60 pag. 423.

[4] R.H. Bergman, *Tunnel Diode Logic Circuits*. « IRE Trans. on. E.C. » Vol. EC-9 n° 4 dicembre '60 pag. 430

[5] K.K.N. Chang, G.H. Heilmeier, H.I. Piger, *Low-Noise Tunnel Diode Down Converter Having Conversion Gain*. « IRE Proc. » Vol. 48 n° 5 maggio '60 pag. 854.

[6] R.C. Sims. E.R. Beck Jr., V.C. Kamm, *A Survey of Tunnel Diode Digital Techniques*. « IRE Proc.» Vol.49 n° 1 gennaio '61 pag. 136.

[7] E. Goto, *The parametron, a digital computing element which utilizes parametric oscillation*, « IRE Proc.» Vol. 47 n° 8 agosto '59 pag. 1304.

[8] G. Reviglio-S. Valsesia, *L'impiego di elementi non lineari nei circuiti dei calcolatori elettronici*. « L'Antenna » n° 5 maggio '60.

[9] L. Piglione, *Sulla stabilità dei bipoli con resistenza negativa*. « Alta frequenza » febbraio '59, XXVIII, 1, pag. 25.

[10] S. Takahashi - O. Ishii, *High-Speed Memory uses Tunnel Diode Circuit*. « Electronics » ottobre 20, '61.

[11] G. Baldan, *Il diodo tunnel e le sue applicazioni*. « L'Antenna » n° 2 febbraio '60, pag. 62.

[12] F. Bebber, *Come funziona il diodo tunnel*. « L'Antenna » n° 12 dicembre '60 pag. 548.

[13] L. Esaki, *New phenomenon in narrow germanium p-n junctions*. « Phys. Rev.» Vol. 109 - gennaio '58, pag. 603.

[14] H.R. Kaupp, D.R. Closby, *Calculated Waveforms for Tunnel Diode Locked Pair*. « IRE Proceedings », Vol. 49, n° 1, gennaio '61, pag. 146.

Lampada sperimentale luminosa come il sole

Una lampada ad arco in grado di sviluppare una luminosità pari a quella del sole sarà istallata in una camera di prova spaziale in costruzione presso il Laboratorio Propulsione a Getto del Politecnico della California.

La camera spaziale servirà al collaudo di modelli di astronavi in un'atmosfera «realistica». Le pareti della camera non emetteranno calore o rifletteranno l'energia irradiata dall'astronave in fase di collaudo, in quanto nell'ambiente interno sarà praticato il vuoto quasi assoluto, sì da riprodurre le condizioni esistenti nello spazio.

La luce solare simulata verrà realizzata dagli ingegneri della Westinghouse Electric Corporation. La luce di ciascuna lampada, proiettata da un riflettore parabolico da 406 mm, potrà essere regolata in modo da adeguare la sua luminosità alle « missioni » simulate di volo spaziale intorno a Venere, a Marte o ad altri pianeti del sistema solare. Il « simulatore » luminoso, ideato e costruito dalla Bausch & Lomb Inc. in base ad un contratto con la Consolidated Vacuum Corporation, comprende obiettivi e specchi che servono a concentrare un fascio diretto di luce verso il modello di astronave in prova nella camera.

Secondo il direttore tecnico della sezione lampade della Westinghouse Electric, Rolland M. Zabel, la lampada ad arco adoperata nel simulatore di luce solare è la più luminosa fonte continua di luce che sia stata costruita. L'arco è stato ridotto a qualche millimetro, sì da rendere puntiforme la fonte di emissione della luce. L'intensità della luce fornita dalla lampada è di 1300 candele al millimetro quadrato. *(u.s.)*

I Ballantine Laboratories, Inc. annunciano l'introduzione sul mercato del nuovo voltmtro RF, mod. 393. Si tratta di uno strumento standard per laboratorio destinato alla taratura di voltmetri RF, di generatori di segnali e per misurare la risposta di frequenza di amplificatori. Lo strumento ha una portata di 1... 50 V e un campo di frequenza tra 25 Hz e 30 MHz con imprecisioni dello 0,1 % fino a 10 MHz e dello 0,5 % da 10 a 30 MHz. È fornito con un corredo di cinque testine. Ulteriori informazioni presso l'Agenzia Italiana della Sylvan Ginsbury Ltd., Milano.

Macchina per foto subacquee tridimensionali a colori

La fotografia tridimensionale a colori è stata adottata dal Servizio Geodetico e Costiero statunitense, in un sondaggio sistematico del fondo marino, per identificare non soltanto le anfrattuosità ed i rilievi in vista della correzione delle carte idrografiche, ma anche la flora e la fauna sottomarina.

Il Servizio Geodetico è la prima organizzazione che ricorre all'impiego di questo tipo di fotografia per la conversione in dati micro-topografici. Le lastrine possono essere adoperate con apparecchiature fotogrammetriche speciali per la preparazione alle carte idrografiche.

Lavorando in stretta collaborazione, i fotogrammetristi e gli oceanografi del Servizio Geodetico e Costiero hanno ricavato dal primo gruppo di un migliaio di lastrine tridimensionali a colori carte « microtopografiche » del fondo marino che coprono circa 1,1 mq, indicano curve di livello ogni sei millimetri e lievi elavazioni comprese tra zero e 76 millimetri.

La macchina fotografica, dotata di una fonte luminosa autonoma, riprende il fondo del mare con una pellicola da 35 millimetri e attraverso due obiettivi sfasati. In ogni immersione si possono scattare 500 coppie di fotografie a colori. La macchina può essere mantenuta in posizione a 3 metri dal fondo, anche quando viene trascinata a rimorchio su un tratto di fondo accidentato, essendo dotata di un controllo automatico. Un « sonar » capta i segnali sonori riflessi dal fondo marino, calcola automaticamente la profondità, e segnala le opportune correzioni alla macchina fotografica.

L'apparato può operare ottimamente sino a 11.000 metri, ma sino ad oggi è stata provato sino a 3.650 metri, in un tratto dell'Atlantico a 150 km sud-est di Nantucket (Massachusetts).

Le immagini tridimensionali a colori riprese dagli idrografi del Servizio Geodetico e Costiero saranno fornite anche all'Istituto Smithsoniano per l'identificazione degli organismi vegetali ed animali. *(u.s.)*

Nuova macchina calcolatrice da due milioni di sterline per l'Università di Londra

Una nuova macchina calcolatrice che si afferma, sia la più potente del mondo, verrà installata all'Università di Londra nel 1963 con una spesa di circa due milioni di sterline. I fabbricanti dichiarano che essa renderà possibile un acceleramento nella ricerca scientifica brittanica e che darà « un considerevole contributo allo sforzo nazionale durante i prossimi anni ».

La macchina è una Ferranti Atlas — la terza ad essere ordinata. Il primo modello di produzione viene montato per l'Università di Manchester ed entrerà in uso ai primi dell'anno prossimo. Un secondo modello, ordinato dall'Istituto Nazionale per le Ricerche nella Scienza Nucelare, sarà in uso al Centro di Ricerca Atomica di Harwell nel 1964.

La British Petroleum Co. fornisce circa un quarto del costo del calcolatore dell'Università di Londra ed in cambio potrà utilizzarlo per alcune ore del giorno durante un periodo di cinque anni. La B.P. lo utilizzerà per l'integrazione su piena scala del suo programma di raffinerie e rifornimenti.

Un calcolatore Ferranti Mercury Mark 2 che viene usato dall'Università dal 1959 è ora inadeguato. Il calcolatore Atlas si prevede sarà non solo circa 100 volte più veloce, ma avrà anche una maggiore capacità per trattare numeri nonchè agevolazioni per immagazzinare vasti quantitativi di dati su nastri magnetici ad altra velocità. Semplici istruzioni possono essere eseguite alla velocità di circa un milione al secondo. *(u.b.)*

dott. ing. Giuseppe Baldan

La protezione superficiale ottenuta mediante deposizione elettrolitica*

L'estrema diversità delle condizioni, nelle quali sono chiamate a funzionare le apparecchiature elettroniche industriali, ha provocato una rapida evoluzione dei mezzi di protezione dei componenti di tali apparecchiature. Tutte le parti metalliche devono resistere senza alterarsi all'influenza dell'ambiente, i contatti mobili devono resistere all'erosione, i contatti fissi devono rimanere inalterati nonostante gli effetti dell'ambiente e dell'abrasione. In genere tutti i numerosi fenomeni aggressivi possono essere dominati con un appropriato rivestimento elettrolitico in metalli preziosi.

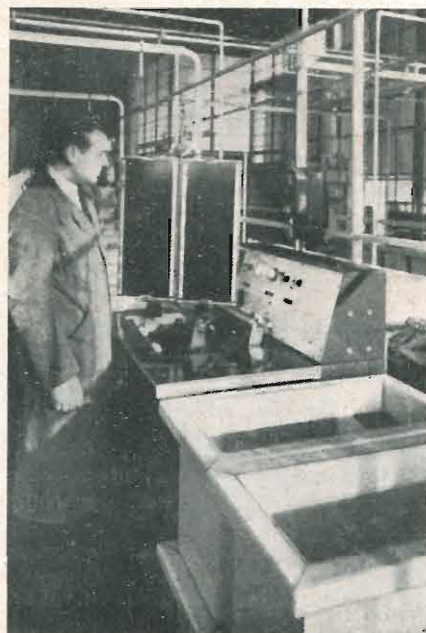



Fig. 1 - Vasche di elettrodeposizione.

GLI ENORMI progressi realizzati negli ultimi anni nel campo dell'elettronica, hanno dato origine a dei seri problemi teconologici, ogni volta che si è trattato di tradurre su scala industriale i risultati difficilmente raggiunti in laboratorio. In elettronica la parte attiva dei materiali utilizzati è la loro superficie; era quindi necessario che gli elettrochimici appoggiassero gli sforzi degli elettronici, mettendo a loro disposizione i mezzi per realizzare delle superfici capaci di assolvere ai compiti ad esse affidati. È per questo che l'impiego continuamente crescente dei metalli nobili ha portato ad uno studio sempre più approfondito degli elettroliti e dei sistemi di elettrodeposizione. È così che si spiega il sensazionale sviluppo della tecniche di elettrodeposizione dei metalli preziosi ed in particolare dell'argento, dell'oro, del platino e del rodio.

1. - CARATTERISTICHE DEI METALLI NOBILI E DEI LORO DEPOSITI ELETTROLITICI

La proprietà fondamentale dei metalli preziosi è costituita dalla loro buona resistenza all'ossidazione. Quando vengono depositati sui metalli o sulle leghe di base offrono una buona protezione contro la corrosione, ammesso però che non siano nè porosi, nè incrinati. Infatti i loro potenziali elettrolitici sarebbero tali (— 0,79 per l'argento, — 0,86 per il platino, — 0,9 per il rodio e — 1,5 per l'oro) da favorire l'attacco del substrato da parte dei prodotti corrosivi contenuti nell'atmosfera nel caso in cui si avesse qualche tratto di superficie scoperto.

I metalli preziosi ottenuti per elettrodeposizione sono generalmente più duri di quelli ottenuti per fusione. I valori comparativi delle durezze, espresse in unità Vickers, sono per esempio da 100 a 25 per l'argento, e dall' 800 al 120 per il rodio.

La durezza, la continuità e la resistenza alla corrosione ed all'abrasione sono le qualità dei moderni depositi recentemente messi a punto negli Stati Uniti e le cui funzioni principali sono quelle di assicurare un notevole equilibrio degli elementi costitutivi ed una grande stabilità del loro rendimento catodico.

L'industria elettronica è la maggiore beneficiaria di questi risultati. Infatti grazie all'utilizzazione di metalli praticamente inalterabili è stato possibile realizzare dei collegamenti fissi che devono conservare una resistenza bassa e costante in funzione del tempo, condizione questa dalla quale dipende il buon funzionamento di qualsiasi apparecchiatura elettronica. Poichè le correnti sono di solito molto basse e gli agenti ambientali molto aggressivi, solo un metallo prezioso, duro e non incrinato, può permettere di ottenere una superficie di contatto soddisfacente.

L'argento, nonostante sia il meno caro ed il migliore conduttore fra tutti i metalli preziosi, è il meno utilizzato in elettronica a causa della sua facile sulfurazione. Lo strato di sulfuro, che si forma sulla superficie, sembra possedere delle proprietà raddrizzatrici che danno origini a delle perturbazioni dovute alla distorsione dei segnali. A causa della sua buona conduttività l'argento viene tuttavia utilizzato come sottostrato nelle guide d'onda ed in generale nelle apparecchiature per alta frequenza nelle quali le correnti circolano nello strato d'argento, protetto da un rivestimento di oro. In certi apparecchi elettrici nei quali si hanno correnti di forte intensità lo strato di sulfuro viene distrutto dallo scintillio e non dà alcun inconveniente. È tuttavia sempre consigliabile o di passivare il deposito d'argento, o di proteggerlo con uno strato, anche sottile, di un metallo più nobile: platino o rodio.

(*) Rielaborato da ADES, L., Protection par dépôts electrolitiques, *Electronique Industrielle*, dicembre 1961, pag. 405

Fig. 2 - Due circuiti stampati, realizzati uno secondo il procedimento classico, l'altro secondo il metodo «inverso» consistente nel dorare la superficie di rame non stampata e di attaccare poi le parti scoperte con un acido.

2. - ORO E LEGHE D'ORO

I due principali difetti che l'industria elettrica rimprovera all'oro sono la sua sensibilità all'elettroerosione e la sua corrente d'arco limite, che non supera i 0,3 A. Tuttavia con lo sviluppo dell'elettronica, sopratutto nel campo delle correnti bassissime, questo metallo ha trovato un nuovo slancio grazie alle sue qualità fondamentali: inalterabilità e buona conduttività (75% di quella del rame). Certi depositi di oro legato, molto duro e molto resistente all'abrasione sono stati utilizzati per il rivestimento di satelliti artificiali.

Anche se l'oro non risolve tutti i problemi posti dall'elettronica (durezza, resistenza alle temperature elevate, inclusioni spesso necessarie, duttilità e brillanza), tuttavia i depositi di oro legato hanno avuto un grande sviluppo. L'oro può essere legato con più metalli pur conservando le sue caratteristiche. Per potere depositare delle leghe di composizione costante è necessario che i potenziali catodici dei diversi componenti della lega siano abbastanza vicini. Questa è la difficoltà maggiore perchè l'oro, che ha un potenziale teorico di — 1,5 V, è molto elettronegativo rispetto per esempio all'indio (+ 0,336V) al cobalto (+0,278V), al nichel (+0,231 V) ed anche all'antimonio (— 0,1 V), al rame (— 0,47 V) ed all'argento (— 0,79 V). È stato tuttavia possibile fare entrare in complessi stabili l'oro stesso od i metalli che con esso si vogliono legare e di riavvicinare così i potenziali di scarica in elettroliti a pH leggermente acido. Certi prodotti additivi di origine organica («brillantatori», abbassatori delle tensioni interne, agenti tensioattivi, ecc.) possono influenzare la polarizzazione catodica e permettere un ravvicinamento dei potenziali.

3. - APPLICAZIONE DEI DEPOSITI DI ORO LEGATO DI PLATINO E DI RODIO

Le leghe di oro-antimonio, oro-indio, oro-cobalto, oro-nichel vengono ora utilizzate in diverse applicazioni industriali fra le quali ricorderemo le principali:

3.1. - Contatti ad innesto

Ne esistono di diversi tipi, ad elettrodi tondi o piatti e per l'innesto di circuiti stampati. Il dispositivo deve conferire a questi pezzi una grande resistenza all'usura ed alla corrosione, esso deve inoltre evitare il grippaggio e facilitare la saldatura a stagno senza flusso. In generale vengono utilizzate le leghe oro-antimonio o oro-nichel con degli spessori minimi dell'ordine di 2μ, applicati qualche volta su uno strato di 10μ circa di nichel o di argento.

3.2. - Circuiti stampati

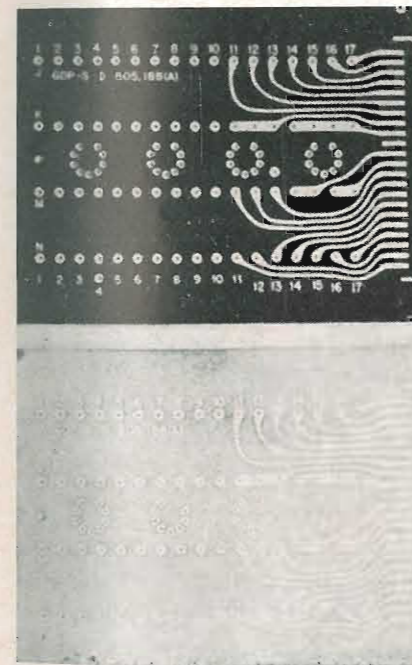
Sono costituiti da un foglio di rame di circa 40μ incollato su una piastra di supporto termoindurente. Dopo la stampa e l'asportazione della superficie metallizzata inutile, rimane il circuito stampato propriamente detto che deve essere rivestito in tutto o in parte.

Le esigenze sono numerose. Il rivestimento per resistere all'abrazione deve avere una grande durezza (fino a 350 Vickers) ed una orientazione cristallina particolare. Deve essere facilmente saldabile per immersione. L'elettrolito non deve essere molto alcalino per evitare l'attacco delle colle e di certe resine plastiche e quindi il distacco del circuito del supporto. Si devono quindi evitare i bagni di doratura alcalini. Questo problema è stato brillantemente risolto negli USA con dei bagni debolmente acidi, basati sulla notevole stabilità dell'orocianuro di potassio in ambiente acido (fino a 3 pH).

Infine, nel caso dei circuiti stampati fabbricati con il sistema detto «inverso» poichè il deposito d'oro deve proteggere il circuito durante le operazioni d'incisione chimica, esso deve avere uno spessore sufficiente, deve essere privo di porosità e di screpolature. L'oro può essere depositato da solo con uno spessore variabile da 0,5 a 0,7 μ oppure su uno strato di nichel avente uno spessore di 10 μ.

3.3. - Diodi e transistori

Una soluzione elegante per realizzare la giunzione di polarità inverse su una delle due facce delle lamelle di silicio di un diodo di potenza, consiste nel depositare dell'oro su una lamella di supporto in Kovar o in molibdeno (quest'ultimo metallo è da preferire perchè, oltre ad avere la stessa dilatazione termica del silicio, ha anche una buona conducibilità termica). La giunzione con il silicio si fa per diffusione. Una giunzione a contatto della stessa polarità del silicio, viene realizzata sulla altra faccia del semiconduttore con il medesimo processo.

Per i transistori si impiegano gli stessi metodi di giunzione, anche se le due giunzioni sono di polarità inversa di quella del semiconduttore. I supporti o teste dei transistori vengono ricoperti con uno strato d'oro da 2 a 4 μ in modo da resistere all'attacco del reattivo CP4 (miscela di acido nitrico, fluoridrico, acetico e bromo) che ha lo scopo di eliminare le alterazioni subite durante i trattamenti termici dalle parti scoperte del monocristallo semiconduttore.

Anche in questo caso i depositi di oro devono presentare delle caratteristiche particolari: devono essere esenti da porosità e crettature, la distribuzione deve essere uniforme anche su superfici di forme complesse ed infine l'oro, legato o no, deve resistere alle temperature utilizzate per la diffusione. Le impurezze legate all'oro sono di solito l'indio o l'antimonio, secondo che il silicio è negativo o positivo (giunzione *pnp* oppure *npn*).

Quando i pezzi devono essere portati a delle temperature molte elevate, si ricorre di solito al deposito di platino. La qualità fondamentale richiesta è la eliminazione delle tensioni interne che si liberano ad alte temperature producendo un reticolato di grandi screpolature. Queste tensioni sono dovute ad una deformazione della rete cristallina provocata dall'assorbimento d'idrogeno durante l'operazione di elettrodeposizione. Un degasaggio spinto a fondo permette di riottenere un reticolo cristallino normale, ma questa operazione è delicata e non sempre riesce completamente È invece preferibile abbandonare gli elettroliti tradizionali a base di acido cloroplatinico e di fare ricorso ai nuovi bagni a base di aminonitrite di platino ai quali si possono aggiungere dei prodotti di aminonitrite capaci di aumentare e di stabilizzare il rendimento catodico e di diminuire in modo notevole le tensioni interne. Tali bagni sono attualmente utilizzati per la platinatura del titanio. Questo metallo platinato (10μ) può servire come anodo per la maggior parte dei normali elettroliti.

Il rodio, più duro e più lucido del platino, presenta una migliore resistenza alla corrosione ed ha visto moltiplicarsi rapidamente le sue applicazioni. Certi rivestimenti di argento vengono a loro volta ricoperti da una sottile pellicola di rodio che, pur assicurando un'ottima protezione, non nuoce alla propagazione delle correnti in alta frequenza. Il rodio viene utilizzato sopratutto per gli innesti e per i collettori ed anche per i potenziometri di precisione, perchè la sua durezza (uguale a quella del cromo duro) gli dona una ottima resistenza all'abrasione. Anche se la sua durezza permette di utilizzare delle pressioni di contatto molto elevate, in realtà ha bisogno solo di alcuni grammi di pressione il che è molto utile per gli interruttori rotanti ad alte velocità.

Per questo tipo di applicazioni i depositi di rodio devono avere uno spessore di parecchi micron, che non possono essere raggiunti con i bagni normali. Infatti se si aumenta la temperatura e la concentrazione (al di sopra dei 10*g*/*l*) si ottengono dei depositi fessurati che si staccono sotto forma di pagliette, quando il metallo di base comincia a corrodersi.

Il dottor Schumpelt ha recentemente dimostrato che è possibile eliminare totalmente le crettature, utilizzando nei bagni di rodiatura degli agenti minerali o organici riduttori di tensione. I depositi sono semibrillanti o opachi, la loro cristallizzazione è molto fine, sono esenti da tensioni interne ed in conseguenza non possono sfogliarsi; essi devono essere realizzati su un sottostrato ben scelto.

Per esempio le guide d'onde dei radar marini si comportano molto bene se il sottostrato è in argento.

Con queste poche note il lettore si sarà reso conto che le applicazioni dei metalli preziosi in elettronica sono sempre più numerose e varie. Possiamo essere certi che, man mano che tale industria si svilupperà, si modificheranno anche le tecniche di elettrodeposizione che saranno sempre in grado di soddisfare le nuove esigenze. *A*

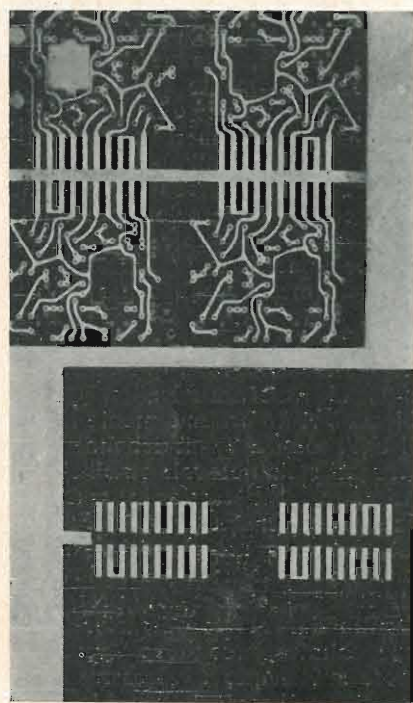



Fig. 3 - Quattro circuiti stampati sulla medesima placca (in alto) vengono protetti in modo che solo l'estremità destinata all'innesto venga rivestita d'oro (in basso). Dopo l'asportazione dello strato protettore i quattro circuiti vengono separati mediante tranciatura.

I Laboratoire electro-acoustique (lea) di Rueil Malmaison (Francia) presentano l'analizzatore F.A.H.50 destinato al controllo dei sistemi ILS di radioassistenza al volo. Lo strumento funziona secondo lo schema seguente: si sovrappone una frequenza variabile, proveniente da un generatore di precisione incorporato nell'analizzatore, allo spettro da analizzare; dopo rivelazione, si applica il segnale a un amplificatore selettivo con strumento di misura e banda stretta; ogni qualvolta la differenza tra la frequenza variabile e una componente dello spettro da analizzare fornisce la frequenza su cui è predisposto l'amplificatore selettivo, si ha una deviazione dello strumento proporzionale all'ampiezza della componente.

Un nuovo ricetrasmettitore per la *citizens band* è presentato, sotto forma di scatola di montaggio, dalla Knight Kit. Ulteriori informazioni presso la Ad. Auriema-Europe, S.A., Bruxelles.

Un nuovo VFO, pure in forma di scatola di montaggio, è presentato dalla Eico Electronic Instrument Co. Inc., Secondo le dichiarazioni del costruttore il nuovo VFO è di alta stabilità e consente una piena copertura delle bande di amatore tra 80 e 10 m.

La « John Scott Medal » agli inventori del calcolatore elettronico

Una ambita onorificenza, la « John Scott Medal », è stata conferita a J. Presper Eckert e al Dott. John W. Mauchly per il loro contributo al benessere dell'umanità con l'invenzione dell'elaboratore elettronico.

Della « Scott Medal » sono stati insigniti in passato Maria Curie, il Dott. Salk, Sir Alexander Fleming e pochi altri scienziati di fama mondiale. Sarà significativo ricordare che spesso sono trascorsi anni senza che la medaglia fosse conferita. Ciò dimostra la serietà con cui si procede alla scelta degli insigniti della decorazione.

Eckert e Mauchly costruirono il loro primo elaboratore elettronico, l'ENIAC, quindici anni fa. I due studiosi presentarono il 9 aprile 1943 all'Arma di Artiglieria dell'Esercito degli Stati Uniti il loro progetto per la costruzione di quello che in meno di tre anni doveva essere l'ENIAC — Electronic Numerical Integrator and Calculator — il primo elaboratore numerico del mondo di uso generale. L'ENIAC, il cui scopo specifico era quello della formulazione di tabelle di tiro, fu costruito dall'Università della Pennsylvania, in seguito ad un contratto stipulato fra questa e l'Arma di Artiglieria.

L'elaboratore risolse numerosi problemi mille volte più rapidamente di qualsiasi calcolatore fino allora costruito. Esso fu impiegato presso l' « Aberdeen Proving Ground », nel Maryland, per la previsione delle condizioni atmosferiche, per la progettazione di tunnel a curve e per lo studio dei raggi cosmici, oltrechè per la formulazione di tavole balistiche per l'Esercito e l'Aeronautica degli Stati Uniti, scopo quest'ultimo per il quale l'elaboratore era stato costruito.

Intanto, alla fine della seconda guerra mondiale, Eckert e Mauchly formarono una società, la Eckert-Mauchly Computer Corp. Questa produsse presto il BINAC, elaboratore più rapido e di costo minore dell'ENIAC. Fra l'altro, esso poteva servirsi di nastro magnetico anzichè di schede perforate. Nel 1950 i due scienziati progettarono lo « Universal Automatic Computer », meglio conosciuto come univac. Fu allora che la Remington Rand, divisione della Sperry Rand Corp. acquistò la Società Eckert e Mauchly.

Inizialmente gli elaboratori venivano concepiti soltanto come mezzi per eseguire automaticamente, con somma precisione e ad altissime velocità, calcoli scientifici e matematici. I calcolatori ponevano in grado gli scienziati di affrontare problemi che fino a quel momento erano apparsi insolubili per la mole enorme di calcoli che essi richiedevano. Fu soltanto a metà del 1950 che l'elaboratore elettronico entrò nel mondo commerciale ed industriale, dove oggi si è conquistato una posizione di primo piano, rendendosi in molti casi addirittura indispensabile.

Eckert e Mauchly continuano ad occupare posizioni di primo piano nel campo dell'elaborazione elettronica dei dati. Eckert è infatti uno dei Vicepresidenti della divisione Univac della Remington Rand. Mauchly è il Presidente della Mauchly Associated Inc., di Fort Washington (Pennsylvania), azienda che studia le applicazioni della elaborazione elettronica ai problemi della direzione aziendale e la costruzione di elaboratori per applicazioni speciali. (*i.s.*)

Millivolmetro transistorizzato per c.a. Mod. 300 della Burr Brown Research Corp.

Con questa nota intendiamo presentare uno strumento di misura prodotto dalla Burr Brown Research Corporation* che è specializzata nella costruzione di apparecchiature e componenti elettronici a transistori.

Il millivoltmetro in argomento è del tipo portatile, con basso consumo e ciò, unitamente al particolare circuito, assicura una vita estremamente lunga alle batterie di alimentazione. Due delle caratteristiche più importanti di questo strumento sono:

l'alta impendenza di entrata anche per le portate più piccole, senza servirsi di tubi a vuoto.

il sistema di autoregolazione della tensione che elimina ogni problema legato alla caduta della tensione di batterie. Ciò assicura l'uniformità delle caratteristiche durante l'intero periodo di vita delle batterie di alimentazione.

Lo strumento consiste in un convertitore d'impendenza collegato ad un attenuatore e seguito da un amplificatore controreazionato, stabilizzato in temperatura. L'indicatore ed il relativo rettificatore sono inclusi nella rete controreattiva per ottenere una scala lineare. Il sistema di commutazione è stato realizzato in modo da evitare transienti dovuti al passaggio da un campo all'altro. Il segnale di uscita dell'amplificatore è portato ad una coppia di terminali per poterlo utilizzare su monitori esterni; questo segnale corrisponde a 0,1 Veff per deflessione di fondo scala dell'indicatore. Il guadagno dell'amplificatore rispetto ai terminali di uscita è di 40 dB.

Lo strumento, a causa della sua indipendenza dalla rete di alimentazione, è particolarmente utile per eseguire misure precise di livelli « hum » in circuiti audio. Se richiesto, può essere collegato a punti circuitali con potenziale di molte centinaia di volt rispetto alla terra; questo particolare è sfruttabile per eseguire misure su alimentatori e sistemi ad AT.

L'alta impendenza di entrata permette il rilievo di misure con minimo carico su circuiti operanti nello spettro delle frequenze audio e delle basse radio frequenze.

(*) Di cui è rappresentante esclusivo per l'Italia la Ditta Dr. Ing. S. Barletta, Apparecchi scientifici, di Milano.

Lo strumento può inoltre servire per misure di guadagno e responso di reti, quale indicatore di livello audio, indicatore di zero od anche come amplificatore a larga banda ed alto guadagno.
Le caratteristiche del millivoltmetro Mod. 300 sono in breve le seguenti:
12 campi di misura da 1 mV a 300 V; risposta di frequenza: da 8 Hz ad 800 kHz;
precisione: entro $\pm 3\%$ del fondo scala fra 20 Hz e 100 kHz;
entro $\pm 5\%$ del fondo scala fra 10 Hz e 400 kHz;
impedenza d'entrata: 10 MΩ su 25 pF da 1 V a 3000 V;
2 MΩ su 25 pF da 0,001 V a 0,3 V
Lo strumento può subire un sovraccarico massimo corrispondente a 100 volte le condizioni normali.
Le batterie usate sono sei, del tipo per torce elettriche; la vita di queste è di circa 1500 ore. *(s.b.)*

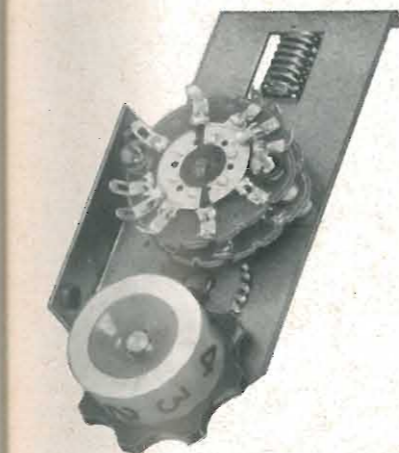
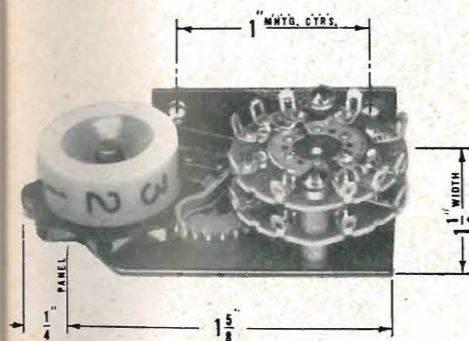
La Hewlett-Packard Co., ha recentemente presentato un nuovo oscilloscopio che, basato sul principio dell'esame per campionatura, consente la visione di fenomeni impulsivi dell'ordine dei nanosecondi. Equipaggiato con l'amplificatore a doppia traccia mod. 187B, l'oscilloscopio mod. 185B presenta una banda passante tra la cc e 1000 MHz e può essere sincronizzato fino a 1000 MHz, consentendo la presentazione di segnali da 0,3 *n*sec a 100 μsec.

Il programma del 9° congresso internazionale di elettronica alla IX Rassegna 1962 di Roma

Con la partecipazione del Sen. B. Focaccia, il Comitato scientifico della Rassegna internazionale elettronica e nucleare, presieduto dal Prof. A. Marino, Presidente del Consiglio superiore tecnico delle telecomunicazioni, ha stabilito il programma definitivo del 9° Congresso internazionale di elettronica della IX Rassegna. Il Congresso avrà luogo dal 18 al 23 giugno, nel corso della Rassegna che si svolgerà dall'11 al 24 giugno 1962 nel Palazzo dei Congressi dell'EUR, a Roma.
Alla riunione del comitato scientifico hanno partecipato l'Ing, Lensi, Direttore dell'Istituto superiore delle PP.TT; il Prof. Francini, dell'Università di Padova; il Prof. Ferrari-Toniolo, Segretario generale della Fondazione « U. Bordoni »; i Proff. Micheletta e Cappuccini dello Istituto superiore PP.TT., assistiti dall'Avv. N. Castracane e dal Dott. E. Benvenuti, rispettivamente Presidente del Comitato esecutivo e Segretario generale della Rassegna.
Il programma del Congresso è il seguente:
3° Convegno internazionale « Luigi Emanueli » per il progresso nelle trasmissioni di informazione nei cavi metallici (patrocinato dalla Fondazione « Ugo Bordoni »):
1) Elettronica medicale
2) Automazione industriale
3) Telecomunicazioni per mezzo di satelliti artificiali
4) Amplificatori a basso rumore
5) Possibilità del Laser
6) Panorama del progresso elettronico
Inoltre si svolgeranno dei Convegni particolari a carattere industriale e professionale.
A Relatori generali dei temi del Congresso sono stati chiamati scienziati e tecnici italiani e stranieri di chiara fama. *(i.s.)*

L'on. Andreotti e il prof. Polvani firmano una convenzione per una collaborazione scientifica

È stato firmato dal Ministro della Difesa-Aeronautica, On. Giulio Andreotti e dal Presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche, Prof. Giovanni Polvani, una Convenzione con la quale viene promossa fra i due Enti una collaborazione di carattere scientifico mirante allo svolgimento di ricerche nel campo della fisica dell'atmosfera e della meteorologia.
Tale collaborazione sarà realizzata attraverso il « Centro nazionale per la fisica dell'atmosfera e la meteorologia » (CENFAM) del Consiglio Nazionale delle Ricerche — una recente iniziativa del nuovo programma di attività del C.N.R. — con l'apporto dei servizi, delle attrezzature e del personale del Ministero Difesa-Aeronautica, e cioè del 3° Reparto meteorologia dell'Ispettorato delle Telecomunicazioni e dell'Assistenza al volo, diretto dal Generale Fernando Giansanti. Il CENFAM è diretto dal Prof. Maurizio Giorgi, Ordinario di geofisica e meteorologia dell'Istituto idrografico della Marina.
L'attività scientifica del CENFAM è regolata da un Consiglio direttivo di cui fanno parte eminenti docenti universitari sotto la presidenza del Prof. Antonio Carrelli.
La Convenzione ha lo scopo di incrementare le ricerche sperimentali e gli studi teorici nel campo della fisica dell'atmosfera e della meteorologia, onde contribuire al progresso delle scienze e delle loro applicazioni pratiche nell'interesse delle attività del Paese; di diffondere la conoscenza e lo studio dei problemi della meteorologia; di contribuire alla formazione di fisici ricercatori, di fisici professionisti e di esperti nel campo della meteorologia.
I vantaggi di tale programma di collaborazione sono rappresentati per il C.N.R. dalle possibilità offerte dalla vasta ed efficiente organizzazione della Difesa-Aeronautica nel campo della meteorologia e per la Difesa-Aeronautica dall'apporto delle ricerche scientifiche che saranno attuate dal C.N.R. nonché dal contributo finanziario disposto a tal fine dall'Ente. In definitiva si avrà un potenziamento dei servizi, delle loro applicazioni ed un sensibile incremento di puro carattere scientifico, nella acquisizione di nuovi dati nel campo della fisica dell'atmosfera e della meteorologia. *(i.s.)*

La Grigsby Co. Inc. costruisce una serie di minuscoli commutatori che possono essere utilmente impiegati in circuiti miniaturizzati. Tali commutatori che, come può ben vedersi nelle illustrazioni riportate a destra e sotto, si addattano molto bene anche ai circuiti stampati, possono trovare utile impiego in calcolatori, circuiti per automazione ed apparecchiature di controllo, grazie anche alla indovinata forma delle manopoline a tamburo.

Realizzati in diverse esecuzioni i commutatori rotativi della Grigsby Co. Inc. hanno dimensioni abbastanza ridotte e sono disponibili nelle esecuzioni a 8 e a 10 posizioni con contatti con o senza cortocircuito. Ulteriori informazioni possono essere richieste alla Agenzia Italiana della Sylvan Ginsbury Ltd., Milano.

Il torio scoperto in Baviera

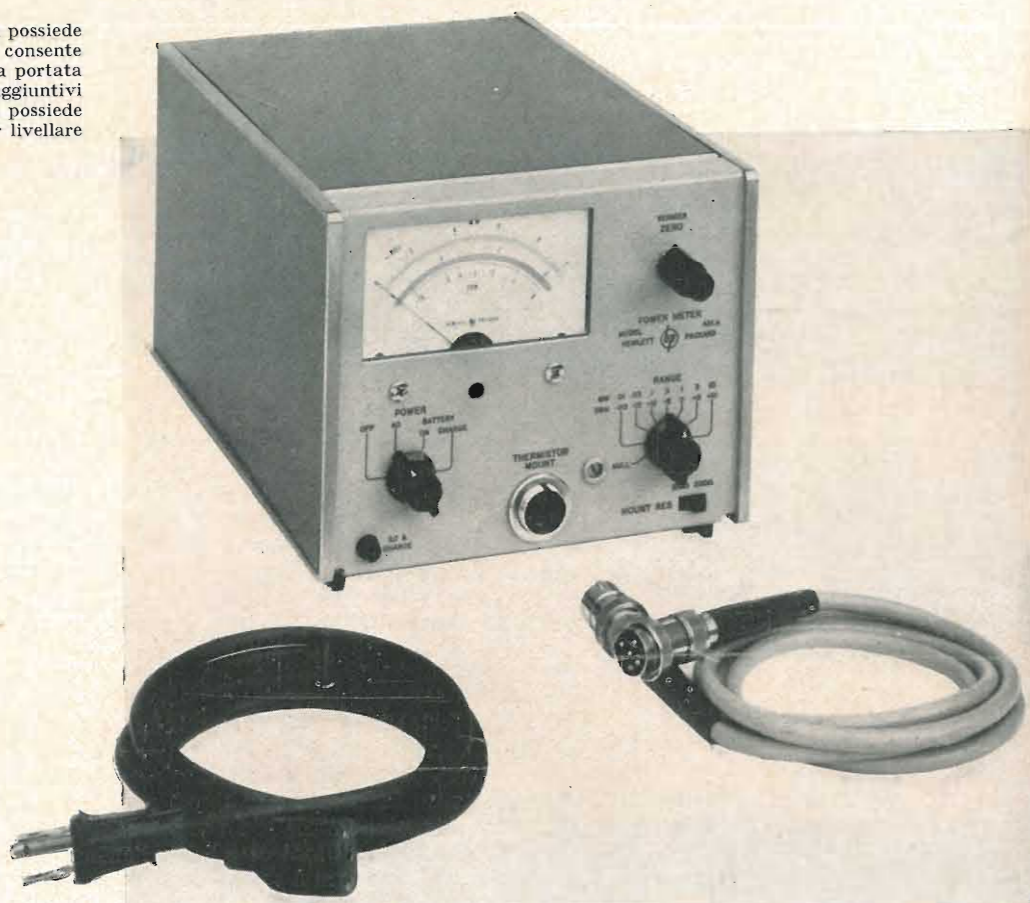
Il torio, un sottoprodotto dell'uranio, che si presta ad una multiforme impiego, come l'uranio stesso, è stato recentemente scoperto in alcune località boschive della Baviera. Si tratta della più grande quantità di torio che sia stata trovata finora in Europa. Il ritrovamento è avvenuto in un territorio nel quale nel corso degli ultimi anni si era insistentemente andati in cerca di uranio. A quanto comunica la direzione delle Bayerische Berg-und Hutten-werke verrà assai presto sviluppato un sistematico lavoro di ricerca, data l'importanza della scoperta, la quantità di torio precisata e la presenza di elementi affini. *(i.s.)*

L'acceleratore elettrostatico tipo Van de Graaf del C.I.S.E.

I Dott. I. Iori, P. Principi, T. Rossini hanno descritto, in occasione delle « Giornate dell'energia nucleare 1961 » le caratteristiche di un acceleratore elettrostatico per ioni positivi, progettato e costruito nei Laboratori C.I.S.E.
Il generatore di tensione è di tipo Van de Graaf, a disposizione verticale, pressurizzato. La tensione massima a vuoto raggiunta dal generatore è di 4,5 MV; con corrente del fascio di ioni di 50 μA, l'energia ottenuta è di 3.5 Mev. La colonna acceleratrice lunga 3 m è costituita di 120 dischi equipotenziali distanziati da isolatori: la tensione è ripartita uniformemente fra l'elettrodo ad alta tensione e massa per mezzo di un partitore resistivo del valore nominale di 36.000 MΩ.
Il trasporto delle cariche positive all'elettrodo ad alta tensione è effettuato da una cinghia di materiale isolante, larga 48 cm che ruota ad una velocità lineare di 30 m/sec. La corrente totale che il generatore può erogare è di 350 μA. Il tubo acceleratore lungo 3 m è costituito da 40 elettrodi in acciaio inossidabile isolati da altrettanti anelli di porcellana. La tenuta di vuoto è realizzata mediante guarnizioni in neoprene. La sorgente di ioni è del tipo a radio frequenza con campo magnetico assiale; la potenza assorbita è di circa 60 W e la frequenza di lavoro dell'oscillatore è di 90 MHz.
La misura del potenziale è effettuata con un voltmetro rotante affacciato all'elettrodo ad alta tensione, che dà un segnale di ampiezza proporzionale al potenziale della macchina. La stabilizzazione è effettuata con un carico variabile ottenuto da una scarica a corona fra l'elettrodo ad alta tensione e una serie di punte ad esso affacciate e connesse a terra mediante una valvola la cui impedenza è comandata dal segnale del voltmetro.
L'acceleratore è racchiuso in un recipiente a tenuta di pressione, riempito con una miscela di $N_2 + CO_2$ alla pressione di 15 kg/cm². Le dimensioni esterne del contenitore sono: 6 m di altezza e 2,4 m di diametro. Nel terminale ad alta tensione sono contenute le apparecchiature elettroniche necessarie al funzionamento della sorgente, alla focalizzazione del fascio di ioni e per la ricerca della cinghia sul lato discendente. La potenza per l'alimentazione di queste apparecchiature è fornita da un alternatore a 400 Hz, 115 V di 1 kW di potenza, costituito dalla puleggia di rinvio stessa.
Il comando e la regolazione delle apparecchiature contenute nello elettrodo ad alta tensione, sono effettuati dalla stanza di controllo dell'acceleratore, per mezzo di servomeccanismi. *(i.s.)*

dott. ing. Ferruccio Bebber

Misuratore di potenza a radiofrequenza - hp - 431 A*

Fig. 1. - Il nuovo misuratore di potenza possiede sensibilità e stabilità aumentate, perciò consente misure fino a 10 μW fondo scala per la portata minima. Lo strumento funziona con aggiuntivi bolometrici a guida d'onda o coassiali; possiede inoltre un'uscita per registrazioni o per livellare sorgenti di alimentazione.

NEI MISURATORI di potenza di tipo bolometrico la deriva del punto di zero, dovuta a variazioni della temperatura, costituisce un inconveniente per le misure ad ogni livello ma soprattutto stabilisce un limite pratico al livello minimo misurabile di potenza. Il nuovo misuratore di potenza *RF* HEWLETT-PACKARD mod. 431 A, per effetto di un sistema di compensazione della temperatura, è praticamente insensibile alla deriva termica; la conseguente maggiore stabilità del punto di zero ha consentito per il nuovo strumento un aumento della sensibilità (dieci volte).

Il nuovo misuratore di potenza consente per la portata minima misure di 10 microwatt a fondo scala, e fino a 10 milliwatt al fondo della scala massima. La gamma delle frequenze misurabili è determinata dagli aggiuntivi di montatura dei termistori, disponibili nelle versioni a guida d'onda e in coassiale. Per sistemi coassiali una unica esecuzione della montatura serve la gamma di frequenze da 10 MHz a 10 GHz, mentre esiste una serie di guide d'onda di diversa grandezza per la copertura delle frequenze da 2,6 a 40 GHz.

Altra caratteristica interessante dello strumento è costituita da una presa a jack per misurare o registrare esternamente la potenza *RF* incidente sull'aggiuntivo bolometrico; è così possibile anche una rappresentazione continua della potenza in funzione di altra grandezza. Inoltre lo strumento può essere impiegato per livellare l'uscita di un tubo amplificatore ad onda progressiva, inserendo l'uscita per registrazione dello strumento in un circuito di reazione dell'amplificatore.

La imprecisione di misura dello strumento è del ± 3%, ma può essere diminuita con un metodo di sostituzione in cc descritto nel seguito.

La completa transistorizzazione dell'apparecchiatura ha permesso una riduzione di ingombro e di peso ed un funzionamento facoltativo a batteria interna per uso portatile. Con l'energia di rete si può ricaricare la batteria senza doverla rimuovere dalla propria sede.

L'uso dello strumento è semplice, perchè la taratura di zero effettuata per la portata minima vale anche per tutte le altre portate con una imprecisione contenuta entro l' 1%. Per una maggiore accuratezza di misura si può azzerare lo strumento per ogni portata.

1. - CIRCUITO ELETTRICO

La fig. 3 mostra lo schema semplificato del circuito elettrico fondamentale dello strumento in accoppiamento con l'aggiuntivo bolometrico. Quando l'aggiuntivo è collegato allo strumento i due termistori risultano inseriti in bracci corrispondenti di due circuiti a ponte.

Il ponte 1 è alimentato da un oscillatore amplificatore a 10 kHz, che fornisce l'energia necessaria per mantenere il termistore a un valore di resistenza tale da equilibrare il ponte. In caso di squilibrio due bracci del ponte reagiscono sul circuito di alimentazione mediante il trasformatore 1, provocando una variazione dell'ampiezza del segnale a 10 kHz fino a ristabilire l'equilibrio. Nel circuito di alimentazione del ponte 1 è inserito un secondo trasformatore che trasferisce energia a 10 kHz al ponte 2 (in particolare al termistore del ponte), il quale riceve energia anche dal circuito di reazione 2 in cc. La somma delle energie fornite al ponte 2 ne determina l'equilibrio (a questo scopo tuttavia può essere necessario agire sul comando di zero).

La resistenza del termistore del ponte 1 (*RF*) è determinata dal calore generato dal segnale pilota a 10 kHz, dall'eventuale energia *RF* incidente da misurare e dalla temperatura ambiente. La resistenza del termistore del ponte 2 (di misura) è determinata dal segnale pilota a 10 kHz, dal segnale di reazione in cc e ancora dalla temperatura ambiente. Prima della misura i due ponti sono equilibrati. La energia *RF*, assorbita solo dal termistore del ponte *RF*, riscalda ulteriormente il termistore e il ponte 1 è costretto a ristabilire il proprio equilibrio riducendo l'ampiezza del segnale pilota a 10 kHz. Questa riduzione provoca però lo squilibrio del ponte di misura, poichè il suo termistore riceve meno energia dal segnale pilota. L'equilibrio del ponte di misura viene automaticamente ristabilito dal circuito di reazione in cc. Così i due ponti sono di nuovo in equilibrio; la differenza consiste in una variazione della potenza in cc fornita per reazione al ponte di misura. La variazione di potenza nel ponte di misura è uguale alla potenza *RF* incidente e viene utilizzata nel circuito di misura del transistore *B*, pilotato dal segnale di reazione.

I due termistori sono isolati elettricamente, ma termicamente accoppiati in modo stretto. Perciò una variazione della temperatura influenza nello stesso senso entrambi i termistori. Lo squilibrio del ponte 1 provoca una variazione del segnale a 10 kHz tale da ripristinare l'equilibrio di entrambi i ponti, essendo uguali le caratteristiche di temperatura dei termistori. In tale caso nel ponte 2 non interviene una variazione dell'energia in cc, e poichè è questa che viene rivelata dallo strumento indicatore si comprende come una variazione di temperatura non influenzi l'indicatore di misura.

Fig. 3. - La montatura dei termistori mod. 486A a guida d'onda, è stata progettata, con diverse dimensioni della guida, per 2,6 GHz fino a 40 GHz; la montatura coassiale mod.478A, qui sopra raffigurata, funziona da 10 MHz a 10 GHz.

2. - MISURA CON METODO DI SOSTITUZIONE

La imprecisione dello strumento è contenuta entro il ± 3% ed è dovuta principalmente all'impossibilità per il complesso indicatore di interpretare con maggiore esattezza l'informazione disponibile al termistore.

L'imprecisione può essere diminuita con un particolare metodo di misura, il quale si basa sul fatto che nella misura la corrente continua fornita per reazione al ponte di misura è ad ogni livello uguale alla potenza *RF* assorbita dal termistore del ponte *RF*. Quindi la potenza *RF* incidente da misurare può essere sostituita da una potenza in cc, misurabile con precisione, che dia luogo alla stessa indicazione dello strumento. A questo scopo l'apparecchio è provvisto di un terminale, detto di sostituzione e di taratura in cc, per l'alimentazione

Fig. 2. - Disposizione semplificata del circuito fondamentale del misuratore di potenza accoppiato con l'aggiuntivo bolometrico. La elevata insensibilità alla temperatura si realizza con una disposizione a doppio ponte.

(*) Lo strumento qui descritto è costruito dalla HEWLETT PACKARD Co., di cui è agente generale per l'Italia la DITTA DOTT. ING. M. VIANELLO, Milano, Roma.

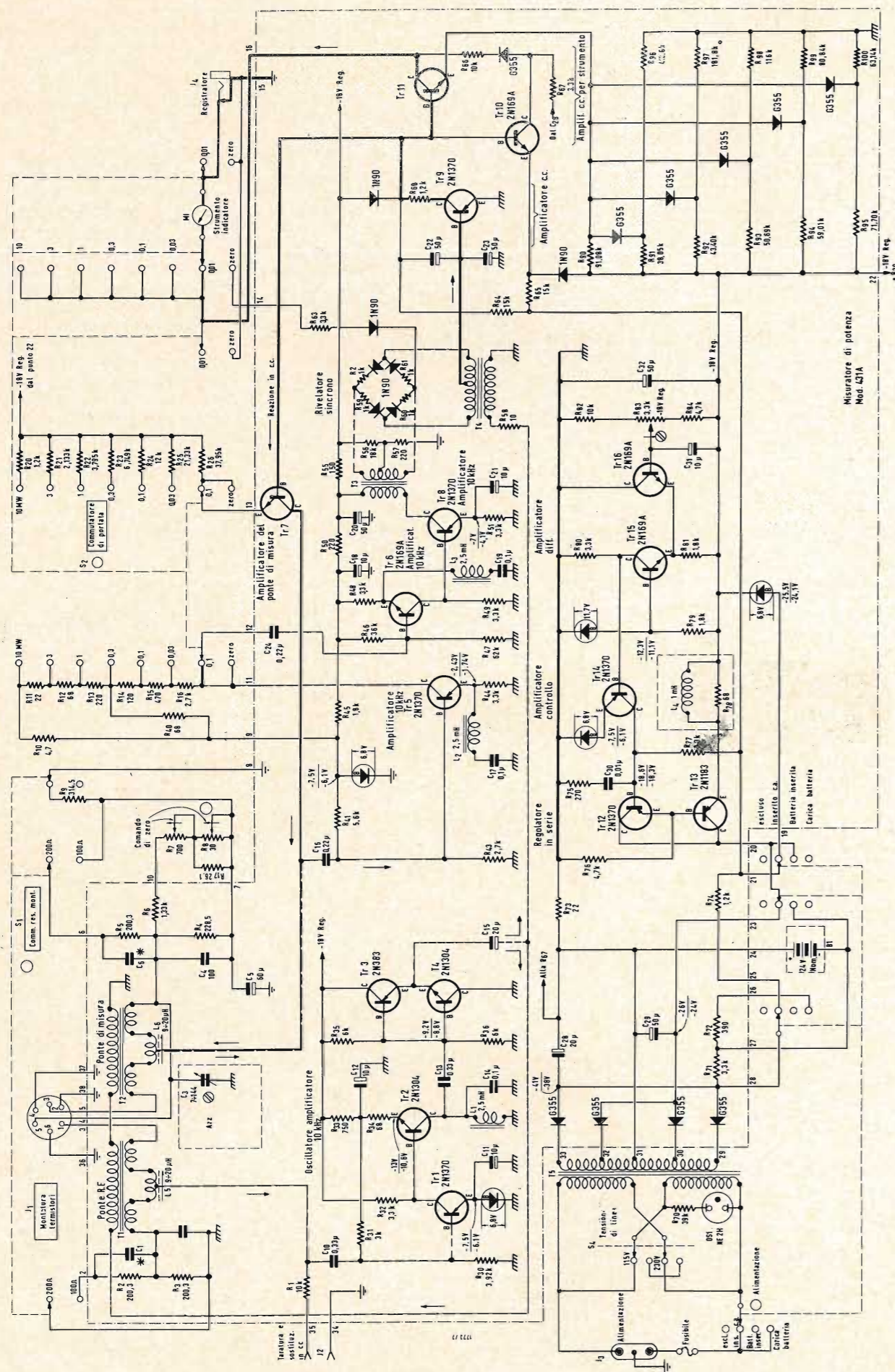



Fig. 4. - Schema elettrico completo del misuratore di potenza modello 431A.

in cc del ponte *RF*.

In pratica, con la potenza *RF* da misurare applicata al termistore, si collega ad esempio un voltmetro digitale o differenziale ad alto potere risolutivo ai capi di una resistenza connessa a sua volta all'uscita per registrazione dell'apparecchio. Esclusa poi la potenza *RF*, si applica una corrente continua al terminale di sostituzione regolandone l'intensità fino a ottenere sul voltmetro una lettura uguale alla precedente. Il valore della potenza cc (sostituita alla potenza *RF*) è ora $R_t \times I_t^2$ dove R_t è la resistenza del termistore (100 o 200 Ω secondo il tipo di montatura) e I_t la corrente nel termistore. Se la resistenza R_t e la corrente I_t vengono misurate con una imprecisione di pochi decimi per cento, l'imprecisione della misura può risultare minore dell'1%.

3. - FUNZIONAMENTO A BATTERIA

Per uso portatile è previsto un funzionamento facoltativo a batteria, che è incorporato nello strumento su ordinazione ma può essere installato anche successivamente.

La batteria è costituita da 20 celle al nickel-cadmio ed è ricaricabile senza rimuoverla dalla propria sede. Con l'apparecchio collegato alla rete di energia e con il commutatore di servizio in posizione CARICA, la batteria riceve una corrente iniziale di 32 mA; lo stato di carica delle celle, via via crescente, limita la corrente di carica a un valore sopportabile indefinitamente. Quando il commutatore di servizio è in posizione AC, l'apparecchio funziona alimentato dall'energia di rete mentre la batteria riceve una carica in tampone di circa 4 mA, che la tiene completamente carica.

Con la batteria si può avere un funzionamento di 24 ore senza necessità di ricarica; questo fatto insieme con la bassa tenuta termica rende lo strumento particolarmente pratico per uso portatile anche in condizioni ambientali avverse.

4. - DATI DI FUNZIONAMENTO E CARATTERISTICHE COSTRUTTIVE

Campi di misura: 7 portate con letture a fondo scala di 10, 30,100 e 300 μW; 1, 3 e 10 mW. Tarato anche in dBm da — 30 a + 10.

Bolometro esterno: per il funzionamento è richiesta una montatura dei termistori a compensazione di temperatura (*-hp-*478A o 486A).

Precisione: ± 3% del valore di fondo scala per tutte le portate da 20° a 35° C. ± 5% del valore di fondo scala per tutte le portate da 0° a + 52° C.

Uscita per registrazione: la presa jack sul retro fornisce 1 mA al massimo su 2000 Ω.

Ingresso di taratura e sostituzione in cc: serrafili sul retro per taratura del ponte con strumenti cc campione o per realizzare misure accurate con il metodo di sostituzione.

Alimentazione : 115-230 V ± 10%, da 50 a 1000 Hz, 1-1/2 W

Dimensioni: 16,5 cm alto, 19,5 cm largo, 30,5 cm profondo

Peso: ca. 3 kg; ca. 4 kg con la batteria.

Accessori forniti con l'apparecchio: cordone di alimentazione da ca. 2,1 m, cavo da ca. 1,5 m per la connessione del bolometro esterno.

Accessori disponibili: montatura dei termistori:

a) coassiale: *-hp-* mod. 478 A, da 10 MHz a 10 GHz; guida d'onda: *-hp-* mod. X486A, da 8,2 GHz a 12,4 GHz.

b) batteria ricaricabile in cassetta di montaggio.

c) cavo da ca. 4.5 m per la connessione del bolometro esterno.

A

L'ingresso della Pirelli nel settore elettronico

La PIRELLI S.p.A. e la GENERAL INSTRUMENT CORP., una delle più importanti società americane nel campo elettronico, hanno concluso un accordo per la costituzione di una nuova società per la produzione e la vendita di materiale elettronico sul mercato europeo in continua espansione. L'accordo, secondo quanto annunciato dall'Ing. Leopoldo Pirelli, segna l'ingresso del GRUPPO PIRELLI nel campo elettronico ed è la più importante iniziativa della GENERAL INSTRUMENT intrapresa fino ad oggi sul mercato internazionale.

La nuova società, che prenderà nome PIRELLI APPLICAZIONI ELETTRONICHE S.p.A. avrà sede a Milano e curerà la vendita sia nei paesi del Mercato Comune che in tutti gli altri paesi europei di tutti i prodotti elettronici della GENERAL INSTRUMENT, inclusi semiconduttori, condensatori, materiali termoelettrici, componenti per radio e televisione e altri equipaggiamenti elettronici di genere diverso.

La maggior parte di questi articoli saranno prodotti in Italia in un nuovo stabilimento che sarà costruito al più presto, probabilmente in una località del sud. L'attività commerciale in tutti i paesi europei inizierà però immediatamente con articoli che saranno spediti direttamente dalla Società americana.

L'esperienza tecnica della GENERAL INSTRUMENT, che dispone di 22 centri di produzione e di ricerca sparsi in tutti gli Stati Uniti e nel Canadà e le capacità commerciali e organizzative della Pirelli sembrano assicurare prospettive favorevoli per una rapida affermazione della nuova società nel mercato europeo. (*c.p.*)

dott. ing. Antonio Nicolich

Sistema sequenziale a memoria per TV a colori

Fino ad oggi nessun Paese d'Europa ha ancora radiodiffuso, per il grande pubblico, programmi televisivi a colori.
Se sembra molto improbabile che un Paese europeo metta a punto a breve scadenza un sistema di emissioni esclusivamente colorate, è all'apposto abbastanza ragionevole pensare che il colore sarà introdotto a piccole dosi con una catena che emetta per il rimanente tempo in bianco e nero.
Il problema della scelta di un « sistema » di televisione a colori già preoccupa ora gli organismi responsabili della scelta. Ci si deve ben mettere in mente che l'improvvisazione non è permessa. Negli Stati Uniti d'America la televisione a colori è già in servizio da molti anni; sembra perciò venuto il momento di esporre quale può essere il contributo europeo in questo campo.

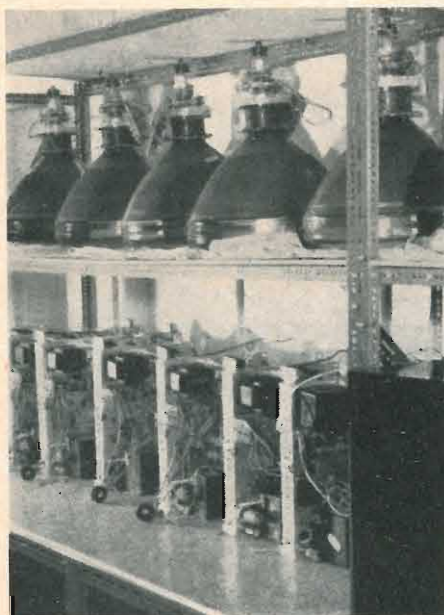



Fig. 1 - Tubi e telai speciali per la televisione a colori formano l'oggetto di studio e di messa a punto nei laboratori della Compagnie Française de Télévision.

La Compagnie Francaise de Télévision, filiale della CSF (Compagnie générale de télégraphie sans fil) e della Compagnie de Saint-Gobain sta studiando e sviluppando, a partire dalle idee del signor Henry de France, un sistema di TV a colori avente caratteristiche di semplicità, stabilità, sicurezza ed economia che hanno attirato l'attenzione delle Amministrazioni francesi e di altri Paesi.
Di questo sistema, che ha preso il nome di SECAM (abbreviazione di sequenziale a memoria) descriviamo qui sotto il principio e i vantaggi.

1. - CRITERI DI BASE PER UN SISTEMA DI TV A COLORI

La scelta di un sistema di televisione a colori implica la ricerca del compromesso più felice possibile fra i differenti criteri; i principali sono i seguenti:

1.1. - Aspetto Psico-Fisico

Si ammette che la sintesi corretta di un'immagine colorata esiga la trasmissione simultanea di tre informazioni, che possono essere tre colori primari (blu, verde, rosso in TV) o una combinazione di questi. L'occhio distingue male i dettagli fini che si differenziano solo per variazioni di tinta senza variazione di luminosità.
Questa imperfezione relativa viene in soccorso del tecnico per facilitargli il compito, come si vedrà più avanti.

1.2. - Compatibilità

La televisione cromatica deve potersi inserire in una rete televisiva in bianco e nero. Il sistema scelto deve dunque:
— permettere di captare in bianco e nero con ricevitori per bianco e nero, le immagini trasmesse in colore;
— permettere di ricevere in bianco e nero con ricevitori per il colore, le immagini trasmesse in bianco e nero;
— occupare nello spettro delle frequenze una larghezza (del canale) non superiore a quella della TV in bianco e nero.

1.3. - Economia

Questo criterio comprende:
— la possibilità di realizzare dei ricevitori semplici, stabili e di buona qualità;
— la possibilità di utilizzare l'infrastruttura della TV monocromatica,
— l'insensibilità alle variazioni delle caratteristiche dei sistemi di trasmissione;
— la protezione contro i segnali parassiti di origine esterna, come rumori, interferenze causate da emettitori vicini, echi dovuti a percorsi multipli;
— la possibilità di registrazione economica delle immagini, per es. su nastri magnetici.

2. - SISTEMI DI TELEVISIONE A COLORI

2.1. - Sistemi sequenziali

Una delle prime idee che si affacciano alla mente, profittando della persistenza delle impressioni sulla retina dell'occhio, è quella di trasmettere successivamente le tre componenti blu, verde e rossa dell'immagine con un ritmo sufficientemente rapido, affinché l'occhio ricostituisca le tinte originali.
Si hanno sistemi di analisi sequenziale di quadro e sequenziale di riga. Questa analisi sequenziale presenta il vantaggio di una certa semplicità, ma non risponde ai criteri di compatibilità sopra elencati; infatti:
— l'ingombro dello spettro di frequenze diviene proibitivo se si vuole ottenere una definizione uguale a quella della TV in bianco e nero;
— la ricezione in bianco e nero con ricevitori concepiti per immagini non colorate, non può ottenersi in modo soddisfacente.
— Analogamente il ricevitore per il calore non può ricevere le emissioni in bianco e nero.
Questo sistema proposto in America circa nove anni fa è stato abbandonato. Può tuttavia presentare un certo interesse per applicazioni industriali o medica li, cioè in quei casi nei quali la diffusione si effettua in circuito chiuso e beneficio di un esiguo numero di utilizzatori.

Fig. 2 - Pannello di codificazione per trasmettitore di TV a colori utilizzante il sistema SECAM.

2.2. - Sistemi simultanei

La condizione imperativa della doppia compatibilità dei ricevitori per bianco e nero da una parte, e i colori dall'altra parte, conduce a ricercare una combinazione o « codificazione » delle tre informazioni primarie, per estrarne tre informazioni che sono:
— una: la luminanza dell'immagine, cioè l'immagine in bianco e nero con tutta la sua definizione e le sue gradazioni di grigi;
— le altre due: due informazioni di crominanza, che definiscono il colore dell'immagine.
L'informazione di luminanza viene trasmessa sull'onda portante come un'immagine in bianco e nero normale.
È questa sola informazione che utilizzano i ricevitori in biaco e nero.
Le informazioni di crominanze possono essere trasmesse:
— sia su due sottoportanti modulate rispettivamente da ognuna di esse;
— sia su una sottoportante unica modulata in due modi diversi.
È qui che l'imperfezione relativa dell'occhio, della quale si è sopra fatta menzione, viene in soccorso. È possibile ridurre la definizione delle informazioni di colore, cioè la loro larghezza di banda, ossia infine la loro definizione orizzontale. I segnali risultanti possono così essere collocati internamente allo spettro normale di un'immagine in bianco e nero, senza apprezzabile diminuzione della definizione di quest'ultima.
Il sistema NTSC adottato negli S.U.A. utilizza la doppia modulazione della subportante. È certo che tale sistema rispetta in modo soddisfacente i criteri psico-fisici di compatibilità sopra definiti. Ma la separazione delle differenti modulazioni introduce serie complicazioni nei ricevitori e la presenza simultanea di molteplici modulazioni rende più critica la protezione contro le perturbazioni esterne. Sembrerebbe perciò desiderabile ricercare un sistema di codificazione più perfezionato per l'immagine colorata.

2.3. - Il sistema SECAM

Se si ammette che il potere separatore dell'occhio per le colorazioni di eguale brillanza autorizzi una riduzione della definizione cromatica in senso orizzontale, non sembra logico di conservare nel senso verticale una definizione identica a quella di luminanza.
È dunque legittimo diminuirla fino al limite di percezione accettabile per i dettagli colorati.
È quest'idea che ha servito di base per l'elaborazione del sistema SECAM.
Se si ammette di dividere per due la definizione colorata nel senso verticale, diventa possibile di trasmettere a ciascuna linea una sola delle informazioni di crominanza alternativamente.
Mancherebbe così in ricezione, per una data linea, un'informazione di calore. Ma una linea di ritardo permette, nel ricevitore, di utilizzare una stessa informazione di crominanza per due linee consecutive.
Così, sebbene non si abbia all'emissione che un'informazione sequenziale di crominanza, si ritrovano in ricezione due informazioni simultanee; la luminanza, ben inteso, deve essere trasmessa normalemente come per il bianco e nero.
Poichè la subportante di crominanza non riceve che una sola modulazione in un dato istante, diviene possibile scegliere come modo di modulazione quello che presenta, con le migliori caratteristiche di funzionamento, la maggior facilità di concezione, di regolazione e di funzionalità dei ricevitori.
Dopo molti tentativi, si è imposta finalmente la modulazione di frequenza della subportante.

3. - PROPRIETÀ DEL SISTEMA SECAM

A motivo che da una parte l'utilizzazione della modulazione in frequenza, e dall'altra parte il fatto che le due informazioni di crominanza non vengono presentate nello stesso momento, durante la trasmissione, il sistema SECAM presenta, rispetto ai sistemi puramente simultanei (cioè a due subportanti o a subportante doppiamente modulata), i seguenti vantaggi:

3.1. - Alla trasmissione:

— insensibilità in larga misura alle non linearità o alle variazioni delle caratteristiche degli apparati trasmittenti;
— nessuna interazione fra le due informazioni di crominanza, che non sono

presenti insieme durante la trasmissione;
— riduzione al minimo delle interazioni fra la via de luminanza modulata in ampiezza e la via di crominanza modulata in frequenza ad ampiezza costante;
— buona protezione relativa alla modulazione in frequenza del segnale di crominanza contro le perturbazioni o le interferenze;
— possibilità di registrare l'immagine in trasmissione con un registratore a nastro magnetico previsto per il bianco e nero.

3.2. - Alla ricezione:
— grande semplicità dei circuiti del ricevitore, in cui non vi sono esigenze di conservazione della fase;
— grande facilità di regolazione del ricevitore, la colorazione essendo perfettamente definita dai valori di frequenze indipendentemente dai guadagni o dai tempi di propagazione degli amplificatori della subportante;
— perfetta stabilità di funzionamento nel tempo;
— la gamma dei grigi è correttamente conservata su un ricevitore per il bianco e nero.

4. - VANTAGGI DEL SISTEMA SECAM

Esaminiamo rapidamente come si traducono queste differenti proérietà sul piano pratico. Le misure e le prove comparative eseguite sul sistema SECAM, sia in Francia, sia in altri Paesi, hanno permesso di fare le seguenti constatazioni:

4.1. - In trasmissione:
— le condizioni richieste per assicurare una trasmissione per ponte radio ed una diffusione corrette non sono più severe di quelle per una trasmissione e una diffusione d'immagini monocromatiche. Ne consegue una maggior facilità di messa a punto e di manutenzione delle apparecchiature.
— la protezione contro le perturbazioni esterne essendo meglio assicurata, ed in particolare contro quelle che possono provenire da battimenti con un trasmettitore vicino, conduce ad una semplificazione dell'installazione dei trasmettitori e della ripartizione delle frequenze;
— potendo gli echi provenire da percorsi multipli, in seguito a riflessioni delle onde emesse, si traducono, esattamente come nel bianco e nero, in un'immagine fantasma», ma non ne consegue alcuna alterazione delle tinte iniziali, che restano conservate. Non è così per un sistema sensibile a una non conservazione della fase iniziale, che definisce il colore;
— Una forte variazione d'ampiezza della subportante (± 6dB) dovuta per es. ad irregolarità di propagazione è senza influenza sul colore.

Fig. 3 - Spettro delle miscele del segnale bianco-nero col segnale cromatico (segnale video completo a colori).

4.2. - In ricezione:
— fino alla rivelazione il ricevitore può essere concepito come un ricevitore per bianco e nero.
L'amplificatore video monocromatico viene sostituito da un decodificatore, il numero dei tubi del quale non è superiore a quello della sezione «crominanza» di un ricevitore NTSC.
Ma i circuiti sono di concezione più classica, più facili da regolare, meno sensibili all'invecchiamento dei componenti. La loro manutenzione sarà alla portata del tecnico esperto nel bianco e nero.
— la stabilità della qualità nel tempo è stata verificata durante intere giornate di prove;
— essendo i colori perfettamente definiti da valori di frequenze, non occorre fornire al telespettatore altre regolazioni oltre a quelle di un ricevitore monocromatico.
Il ricevitore NTSC comporta due regolazioni agenti sulla tinta e sulla saturazione, l'aggiustaggio delle quali è molto più delicato di quello di luminosità e contrasto di un ricevitore monocromatico. E tuttavia, anche in questo caso abbastanza semplice, la maggior parte dei telespettatori ha qualche difficoltà ad attenersi ad una regolazione corretta.
Se è ammissibile una certa complessità degli apparati trasmittenti, che sono in mano di tecnici, il compito dei quali è di mantenerli in buono stato, sembra invece del massimo interesse che il telespettatore trovi in un ricevitore di TV a colori la sicurezza, la stabilità, la semplicità alle quali i progressi della tecnica hanno portato i ricevitori per bianco e nero.
La linea di ritardo inclusa nel ricevitore è un organo passivo di piccole dimensioni, il cui prezzo in grande serie sarebbe proibitvo; la sua durata sarà praticamente insensibile agli sbalzi di temperatura che possono presentarsi nei ricevitori. Sono in corso studi tecnologici allo scopo di rendere a buon mercato la linea di ritardo.
Si può aggiungere che se il sistema NTSC può ritenersi aver raggiunto il suo stadio definitivo praticamente, dati i mezzi formidabili moblilitati negli S.U.A. e in altri paesi per la sua messa a punto, per contro sono ancora possibili numerose migliorie di dettaglio per il sistema SECAM.
Il principio fondamentale resta ora solidamente stabilito e la somma dei perfezionamenti di secondo ordine che si continuasse ad apportargli, non potrebbe che aumentare le sue qualità e i suoi pregi fondamentali.

5. - ULTERIORI INFORMAZIONI SUL SISTEMA SECAM

Descritto il principio del sistema SECAM, occorre qualche precisazione tecnica per rendere conto come si possa tradurlo in realtà; diciamo cioè, come

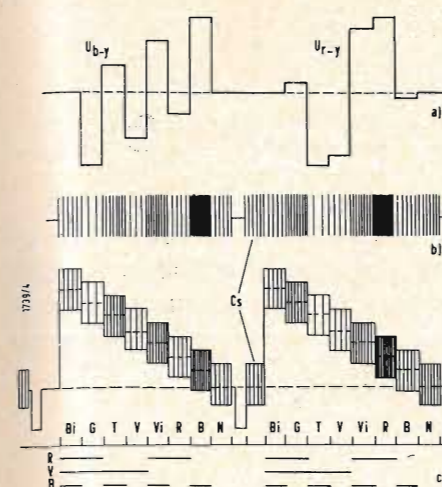



Fig. 4 - Composizione del segnale SECAM

nel prologo dei Pagliacci: il concetto vi dissi, ora ascoltate come esso è svolto, senza l'acuto finale, perché nessuno lo sentirebbe.
Il segnale di colore viene introdotto nello spettro video come mostra la fig. 3. L'ampiezza dà la luminanza e la frequenza istantanea della portante colorata (subportante di crominanza) dà la tinta del punto immagine. Qui vale la seguente relazione:

$U = U_y + A \cos \varphi (t)$;

il secondo termine del secondo membro è un'oscillazione modulata in frequenza di ampiezza costante A e di frequenza istantanea;

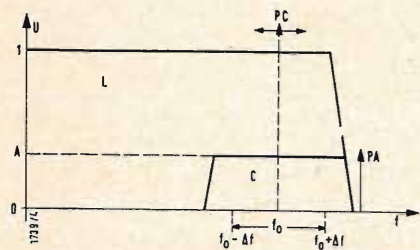
$$\frac{d\varphi}{dt} = f_o + U_c \Delta f,$$

dove f_o è la frequenza della subportante di crominanza e Δf la deviazione di frequenza. Tutte le tensioni sono riferite alla tensione corrispondente al livello del bianco. Allora U è la tensione istantanea relativa del segnale dell'immagine colorata, U_y la tensione relativa del segnale di luminanza, U_c la tensione relativa del segnale di colore. U_y e U_c vengono derivati dai tre segnali dei colori rosso, verde e blu, rispettivamente U_r, U_v e U_b. Qui U_y è una combinazione lineare dei tre segnali cromatici. Facendo questa somma si devono tener presenti le diverse sensibilità dell'occhio per le tre valenze primarie:

$U_y = 0{,}59\ U_v + 0{,}30\ U_r + 0{,}11\ U_b$.

Il segnale di colore, passando da riga a riga, presenta i seguenti valori:

$U_b - y = 1{,}12\ (U_b - U_y)$
$U_r - y = 1{,}43\ (U_r - U_y)$.

Questi segnali modulano la frequenza della subportante di colore.
La struttura dei singoli segnali è rappresentata in fig. 4.
In fig. 4*a* si vede il segnale cromatico U_c a video frequenza per due righe consecutive. In fig. 4*b* è rappresentata la modulazione della portante di crominanza. Si tratta in ambedue i casi del segnale di un formatore di colori con la seguente successione: bianco, giallo, turchino, verde, violetto, rosso e blu. Qui il bianco è la combinazione delle tre valenze primarie rosso, verde e blu, giallo, turchino e violetto nascono dalle combinazioni di rosso e verde, verde e blu, blu e rosso. La frequenza della subportante di crominanza viene condizionata fra due linee consecutive, v. fig. 4*b*. Prima dell'inizio della riga, mentre si modula col segnale U_{r-y}, vi è un impulso avente la frequenza nominale della subporante di crominanza. Questo segnale sincronizzante del calore serve per marcare la sequenza di serie nell'analisi alternata delle righe del calore. La fig. 4*c* mostra la miscela completa del segnale cromatico, come sorge dalla composizione del segnale del colore col segnale di luminanza. La sequenza di serie degli impulsi di calore è scritta in modo che le luminanze diminuiscono da sinistra a destra. Anche qui il segnale di sincronismo per il colore viene introdotto per marcare entrambe le righe di colore, sotto forma di impulsi a frequenza portante sul piedestallo del nero prima della riga U_{r-y}.
Considerando l'immunità dai disturbi conviene scegliere uguale a 0,16 l'ampiezza A della subportante di crominanza, e uguale a 0,7 MHz la deviazione di frequenza per i colori saturati con una luminanza del 75%. Una caratteristica non lineare della modulazione di frequenza in funzione dei segnali cromatici migliora l'immunità rispetto ai disturbi e permette di diminuire il livello della subportante cromatica. Perciò viene ancora ulteriormente diminuita la distinguibilità della subportante del colore nella ricezione compatibile in bianco e nero. Questa visibilità, coll'attuale stato del sistema SECAM è già assai ridotta dalla variazione perdioca di fase. Si noti ora che il sistema SECAM non provoca alcuna distorsione dei toni grigi di un'immagine non colorata, come invece avviene col sistema NTSC, dove l'effetto dell'ampiezza variabile della portante di crominanza non può essere compensato dall'introduzione della luminanza.
Un attento esame dello schema dei ricevitori TV, riguardo al numero dei componenti, dalle loro tolleranze, alle attrezzature occorrenti per la messa a punto e al tempo di taratura, indica un leggero vantaggio economico del sistema SECAM. Il pregio principale del sistema SECAM consiste però, secondo le prove che sono state condotte in Francia ed in altri paesi, nella semplicità con cui il ricevitore SECAM può essere tenuto in servizio, e nella sua stabilità.
L'esperienza acquisita in America, insegna l'importanza di questi fattori per l'introduzione di un servizio di TV a colori, ed è ciò che si deve ora fare in Europa. All'inizio quando si introduce la TV a colori nell'uso pratico, è importante poter usugruire del vantaggio di un servizio di assistenza tecnica semplice di ricevitori di semplic costruzione. Inoltre il sistema SECAM dovrebbe assicurare una miglior ricezione nelle zone difficili, ad es. in montagna, perché la modulazione di frequenza della portante del colore è insensibile agli echi e alle rotazioni di fase. Indubbiamente essi hanno una parte decisiva nella banda quarta.
I segnali SECAM si lasciano, senza difficoltà, inserire nelle reti di trasmissione televisiva oggi esistenti e negli altri apparati della radiodiffusione. Essi non richiedono attrezzature piú grandiose rispetto ai segnali televisivi in bianco e nero. Al contrario, il sistema NTCS, con riguardo alla modulazione di fase e di ampiezza della subportante di colore, deve sfruttare al massimo le possibilità del trasmettitore e degli altri apparati radio. Ciò provoca difficoltà specialmente nella radiodiffusione a grande distanza.
Un altro vantaggio del sistema SECAM riguarda la registrazione magnetica dei video segnali. Essa è appena possibile, in modo veramente soddisfacente, col sistema NTSC. Perciò in Giappone, dove la TV a colori funziona secondo il sistema NTSC, si pensa, per la registrazione dei segnali cromatici sui nastri magnetici, di convertire il segnale secondo il sistema SECAM, e poi in ricezione di riconvertire il sistema da SECAM a NTSC.
Una simile conversione SECAM/NTSC e viceversa non comporta difficoltà, perchè si tratta di due sistemi affini. In ogni caso tale conversione è più semplice della conversione di immagini televisive con diverse frequenze verticali.
Già al suo stato attuale di sviluppo il sistema SECAM presenta importanti vantaggi. Ricerche in corso di esecuzione o pianificate in molte regione europee porteranno ad una più precisa valutazione del sistema SECAM, preparando così la decisione, che dirà secondo quale sistema dovrà finalmente lavorare la TV a colori in Europa. *A*

dott. ing. Giuseppe Checchinato

Generatori di funzioni a potenziometro*

La maggior parte degli apparecchi elettronici ed elettromeccanici sono concepiti in modo da assicurare delle trasformazioni lineari dei segnali a loro applicati. Anzi ci si preoccupa molto di fare in modo che i segnali in uscita riproducano il più fedelmente possibile i segnali in entrata.

Fig. 1 - Potenziometro lineare classico.

Fig. 2 - Un potenziometro avvolto su un supporto di forma trapezoidale procura una variazione parabolica della resistenza in funzione dello spostamento del cursore.

NON È raro trovare, soprattutto nel campo dei comandi automatici e nel campo delle macchine calcolatrici analogiche, degli elementi speciali che hanno il compito di trasformare i segnali secondo una legge non lineare al fine di ottenere in uscita una grandezza che varia in funzione della grandezza in entrata secondo una legge predeterminata.

Tali elementi speciali vengono di solito nominati con l'espressione « generatori di funzione ».

In questo articolo ci occuperemo in modo particolare dei generatori di funzione a potenziometro. Essi trasformano la rotazione di un asse (dato di entrata o segnale di comando meccanico) in una grandezza elettrica in uscita (tensione, resistenza); la legge che definisce la variazione di quest'ultima in funzione del segnale di comando può essere prefissata in anticipo con la massima precisione.

1. - POTENZIOMETRI SEMPLICI

Nel caso più generale un potenziometro è costituito da un elemento resistivo AB (fig. 1), lungo il quale può spostarsi un cursore C. Una tensione V è applicata ai morsetti AB

Se la corrente i, assorbita dal circuito di utilizzazione, è molto bassa rispetto alla corrente I che attraversa l'elemento AB o è addirittura nulla, come nel caso di un cursore collegato alla griglia di una valvola, la tensione in uscita V_U data dalla relazione:

$$V_U = V \frac{R_{AC}}{R_{AB}} \qquad (1)$$

Se l'elemento resistivo AB è costituito da un avvolgimento o da un deposito resistivo uniformemente distribuito si possono scrivere le seguenti relazioni:

$$R_{AB} = Kl; \qquad R_{AC} = Kx$$

da cui:

$$V_U = V \frac{1}{l} x = a\,x$$

dove l è la lunghezza totale dell'elemento AB ed x è la parte percorsa dal cursore.

La tensione in uscita varia dunque in modo strettamente lineare in funzione dello spostamento del cursore.

È evidente che, se AB non è costituito da una resistenza uniformemente distribuita, la legge di variazione di V_C in funzione di x non è più lineare. Si potrà quindi ottenere questa o quella legge, distribuendo in modo conveniente la lunghezza di filo resistente avvolto per unità di lunghezza del corpo AB oppure facendo variare lo spessore dello strato resistente nel caso del potenziometro a strato.

Un esempio molto comune di una tale costruzione è fornito dai potenziometri usati per la regolazione del volume che hanno uno strato che assicura una distribuzione logaritmica della resistenza.

Per fare un altro esempio consideriamo il caso di un potenziometro costruito avvolgendo le spire su un supporto isolante di forma trapezoidale (fig. 2).

Poichè il filo dell'avvolgimento ha un diametro costante, il cursore muovendosi, percorre un numero di spire proporzionale allo spostamento. È però evidente che la lunghezza delle spire aumenta man mano che ci si sposta verso destra. Quindi la resistenza misurata fra i punti A e C varierà secondo una legge non lineare.

Indichiamo con h_a la lunghezza del supporto isolante all'estremità A e con h_c quella in corrispondenza del punto C nel quale si trova il cursore. Chiamiamo a la tangente dell'angolo definito dal lato obliquo del trapezio. Sia sempre K la resistenza per unità di lunghezza del filo impiegato ed L_C la lunghezza totale del filo compreso fra A e C. Si ha allora:

$$R_{AC} = KL_C$$

poi, se si trascura lo spessore del trasporto si ha:

$$L_C \cdot d = Z \text{ superficie } AA'CC'$$

in quanto l'avvolgimento copre le due facce del trapezio.

Se si indica ancora con x lo spostamento del cursore si può scrivere:

$$R_{AC} = K\,L_C = \frac{K\,(h_A + h_C)\,x}{d}$$

e poichè: $h_C = h_A + ax$

si ottiene alla fine:

$$R_{AC} = \frac{K}{d} \cdot (2\,h_A\,x + a\,x^2)$$

Quindi la resistenza fra i punti A e C, e per conseguenza la tensione prelevata ai capi del potenziometro, variano secondo una legge parabolica in funzione dello spostamento del cursore.

In termini più generali, se il filo ha un diametro costante, la lunghezza del filo avvolto e quindi la resistenza sono proporzionali alla superficie occupata dal filo, la larghezza del supporto deve quindi variare secondo la derivata prima della funzione che determina la variazione di resistenza desiderata.

2. - POTENZIOMETRI SINUSOIDALI

Si può ottenere una variazione non lineare di una resistenza utilizzando un avvolgimento uniformemente distribuito solo se si impone al cursore un movimento non lineare in funzione del comando di entrata.

Un esempio caratteristico di una di queste realizzazioni è costituito dai potenziometri « sinusoidali ».

Un tale apparecchio è costituito essenzialmente da un corpo piatto $ABCD$ (fig. 3) che porta un avvolgimento uniforme; una presa intermedia M definisce lo zero (o linea neutra).

L'albero di comando è disposto perpendicolarmente alla superficie $ABCD$ ed il suo asse geometrico passa per il punto M.

Nella sua rotazione l'albero trascina un braccio EF che porta alle sue estremità due cursori che strisciano sull'avvolgimento.

In queste condizioni, se l'abero ha effettuato una rotazione Θ a partire dalla posizione in cui il braccio EF è parallelo alla linea neutra, il valore della resistenza misurata fra i due cursori EF corrisponde alla lunghezza FG. Si ha allora:

$$FG = EF \operatorname{sen} \Theta$$

Poichè la lunghezza del braccio è costante, il valore della resistenza varia quindi come il seno dell'angolo di rotazione dell'albero di comando.

Facciamo notare che, a rigore, si dovrebbe tenere conto, oltre che della resistenza corrispondente alla distanza FG, anche del valore corrispondente alla distanza EG.

In pratica il valore della resistenza corrispondente a FG è molto superiore a quello della resistenza corrispondente a EG, anche per il fatto che quest'ultima è costituita da più spire messe in parallelo dal cursore.

Si può quindi trascurare il termine correttivo EG ed ottenere ugualmente una legge di variazione sinusoidale abbastanza perfetta.

Normalmente il potenziometro comporta quattro cursori disposti su due assi verticali fra loro. In questo modo è possibile prelevare su una coppia di cursori una tensione variabile sinusoidalmente ed ottenere contemporaneamente sull'altra coppia una tensione variabile con il coseno dell'angolo di rotazione.

I due tipi di potenziometri non lineari finora esaminati presentano un grave inconveniente: non si può in alcun modo modificare la funzione per la quale sono costruiti.

3. - POTENZIOMETRI GENERATORI DI FUNZIONI DIFFERENTI

Esaminiamo ora come si può ottenere con qualche artificio differenti leggi di variazione della resistena a partire da un potenziometro a distribuzione uniforme e con cursore dotato di movimento lineare.

Fig. 3 - Potenziometro sinusoidale. L'asse di comando, perpendicolare al piano dell'avvolgimento, porta due cursori E e F che descrivono una circonferenza sull'avvolgimento. La tensione di uscita, proporzionale al seno dell'angolo di rotazione, viene prelevata dai cursori E ed F per mezzo di un sistema ad anelli e spazzole, non rappresentato nella figura.

Fig. 4 - Come si può collegare un potenziometro classico al fine di ottenere una variazione quadratica della resistenza. I punti A, B e D sono collegati assieme.

Fig. 5 - Il potenziometro alimenta un carico R_1 non trascurabile. Calcolando in modo opportuno questa resistenza si può ottenere una tensione in uscita che varia con la tangente dell'angolo di rotazione dell'albero di comando.

(*) Rielaborato da LECHENU J., Générateurs de fonctions à potenziomètres, *Electronique Industrielle*, ottobre 1961, pag. 299.

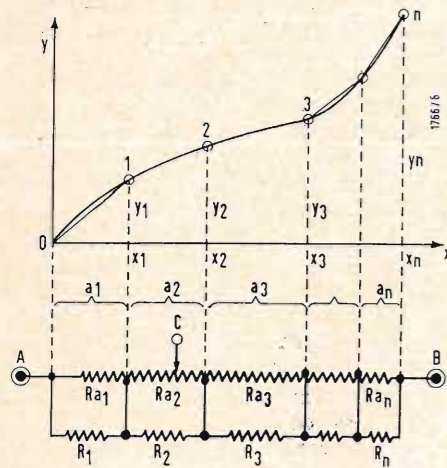



Fig. 6 - Costruzione di una curva di variazione qualunque. Il potenziometro lineare AB possiede un certo numero di prese, fra le quali sono collegate delle resistenze di carico R_1, R_2, R_3,... R_n. La resistenza fra l'estremità A ed il cursore C varia secondo una legge rappresentata dalla spezzata 0, 1, 2, 3,... n, che si confonde praticamente con la curva continua la quale rappresenta la funzione che si vuole ottenere.

Consideriamo un potenziometro lineare classico ed effettuiamo i collegamenti previsti nella figura 4.
Sia a lo spostamento del cursore rispetto al centro del potenziometro e Zl la lunghezza totale dell'avvolgimento.
Il valore della resistenza misurata fra i due morsetti D e C è uguale evidentemente alla messa in parallelo degli elementi AC e CB. Se R è la resistenza totale del potenziometro si ha:

$$R_{RC} = \frac{R}{2}\left(\frac{l-a}{l}\right) = \frac{R}{2}\left(1 - \frac{a}{l}\right)$$

$$R_{BC} = \frac{R}{2}\left(1 + \frac{a}{l}\right)$$

Se definiamo con $Vx = a/l$ lo spostamento relativo del cursore la resistenza misurata fra C e D sarà uguale a:

$$R_{CD} = \frac{R_{AC} - R_{BC}}{R_{AC} + R_{BC}} = \frac{R}{4}(1 - x^2)$$

Si è così arrivati ad ottenere una variazione parabolica molto pura.
Noi abbiamo considerato finora il caso nel quale il potenziometro funziona « a vuoto », cioè non invia alcuna corrente nel circuito di utilizzazione o di misura.
Un'altra categoria di apparecchi è caratterizzata dal fatto che il circuito di utilizzazione costituisce un carico volutamente non trascurabile. È evidente che in questo caso si hanno dei difetti di non linearità.
Consideriamo un potenziometro AB (fig. 5) di resistenza totale R, alimentato da una sorgente di tensione E con punto intermedio posto a massa. Il carico del potenziometro è costituito dalla resistenza R_1. Calcoliamo il valore della tensione e_s che si sviluppa ai capi di questa resistenza in funzione dello spostamento del cursore.
Questo spostamento, strettamente proporzionale alla grandezza in entrata, sarà misurato a partire dal centro del potenziometro e sarà considerato positivo verso A.
Applicando le leggi di Kirchoff al circuito della fig. 5 si ottiene:

$$e_s = \frac{E}{2} \cdot \frac{R_{BC} - R_{AC}}{R_{AC} \cdot R_1 + R_{BC} \cdot R_1 + R_{AC} \cdot R_{BC}}$$

Noi sappiamo che:

$$R_{AC} = \frac{R}{2}(l - x)$$

$$R_{BC} = \frac{R}{2}(l + x)$$

Poniamo $R_1 = aR$. Introducendo tali valori nella formula che dà e_s si ottiene allora:

$$e_s = 2E \frac{ax}{(1 + 4a) - x^2}$$

Questa formula può essere trasformata se si definisce la grandezza $\beta = 1 + 4a$ da cui:

$$a = \frac{1 - \beta}{4\beta}$$

Si ha cioè:

$$e_s = \frac{E}{2}(1 - \beta)\left[\frac{x}{1 - \beta x^2}\right]$$

La parte compresa fra parentesi quadre può essere sviluppata in serie binomiale e si ottiene allora:

$$e_s = \frac{E}{2}(1 - \beta((x + \beta x^3 + \beta^2 x^5 + \ldots$$

Questa espressione per $\beta = 1/3$ diventa molto vicina allo sviluppo in serie di tg x, si ha infatti:

$$\text{tg}\, x = x + \frac{1}{3}x^3 + \frac{2}{15}x^5 + \ldots$$

Scegliendo quindi $\beta = 1/3$, cioè $a = 1/2$, cioè $R_1 = R/2$, il circuito della fig. 5 permette di ottenere ai morsetti della resistenza di carico R_1 una tensione variabile in funzione della tangente dello spostamento x del cursore; spostamento che può rappresentare una variazione angolare compresa fra meno un radiante e più un radiante; lo scarto fra il valore ottenuto ed il valore teorico è dell'ordine di $x^5/45$, quindi molto basso.
Altri artifici, in particolare la disposizione di carichi opportuni fra un certo numero di prese ripartite lungo l'avvolgimento, permettono di ottenere qualsiasi funzione.
Vediamo per esempio come si può riprodurre la funzione $y = f(x)$ rappresentata nella fig. 6.
Il metodo impiegato consiste nel sostituire alla curva continua prefissata una spezzata 0, 1, 2, 3,...., n che segue molto da vicino la curva data; lo scarto fra la curva e la spezzata deve rimanere sempre al di sotto dell'errore tollerato.
Il numero di prese sul potenziometro corrisponde al numero di vertici della spezzata. Queste prese delimitano sull'avvolgimento potenziometrico dei tronconi a_1, a_2, a_3,..., a_n ciascuno dei quali ha una resistenza R_1, R_2, R_3,..., R_n.
Gli elementi sono calcolati in modo che i valori delle resistenze (e quindi delle tensioni fornite dall'apparecchio), misurati fra l'origine ed i punti x_1, x_2, x_3,..., x_n, siano proporzionali alle ordinate y_1, y_2, y_3,..., y_n della funzione prefissata.
Lo spostamento del cursore lungo il potenziometro garantisce una variazione lineare all'interno di ciascuno dei tronconi. Poichè questo spostamento è proporzionale alla grandezza in entrata, la variazione globale della grandezza in uscita seguirà la spezzata 0, 1, 2, 3,..., n.
In pratica si prefissa il valore R_0 della resistenza globale del sistema, valore corrispondente all'ordinata y_n. Ne risulta che il valore della resistenza che si deve trovare fra i punti 0 e 1 deve avere il valore:

$$R_{01} = R_0 \frac{y_1}{y_n}$$

ed analogamente fra i punti 1 e 2 si deve avere una resistenza

$$R_{12} = R_0 \frac{y_2 - y_1}{y_n}$$

e così via. Si determinano in questo modo i valori di tutte le sezioni comprese fra le varie prese. Si avrà per esempio:

$$R_1 = \frac{R_{01} \cdot R_{01}}{R_{01} - R_{01}}$$

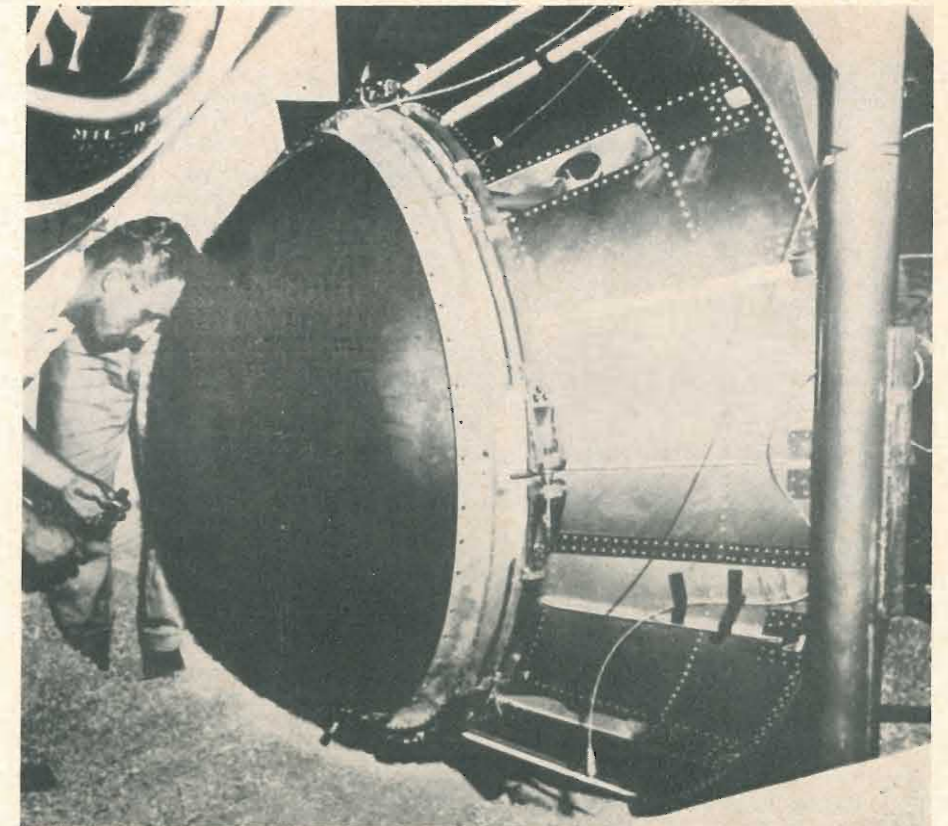
e così via.
Partendo da un potenziometro che per costruzione sia già provvisto di un gran numero di prese, si può, calcolando opportunamente i valori delle resistenze, ottenere differenti leggi di variazioni del segnale in uscita.
La parte più delicata del problema è costituita dalla determinazione del numero di sezioni necessarie per portare lo scarto fra la curva continua e la spezzata al di sotto di un certo errore massimo tollerato ε_{max}.
Il problema si riconduce allo studio dello scarto fra un tratto di curva ed una retta passante per le estremità del tratto.
Secondo la formula di interpolazione di Newton lo scarto è dato dall'espressione:

$$\varepsilon = \frac{1}{2!} y''(x - x_n)(x - x_{n-1})$$

dove x indica l'ascissa di un punto corrente nel tratto compreso fra x_{n-1} ed x_{n1}, ed y_n indica la derivata seconda dalla curva in questo punto.
In funzione dei valori di y^n, calcolati in diversi punti della curva prefissata si può determinare la lunghezza massima del tratto che può comprendere i punti considerati. Si ha:

$$(x_n - x_{n-1})_{max} = \sqrt{\frac{8\,\varepsilon_{max}}{y''_n}}$$

Si arriva così a determinare il numero minimo di prese con il quale si può ottenere una sufficiente approssimazione della legge prefissata.
Con delle realizzazioni accurate si possono riprodurre delle funzioni con una precisione del 0,03 - 0,05%. *A*

L'ogiva spaziale Echo-A-12, che conterrà un satellite da telecomunicazioni a forma di pallone, del peso di 500 libbre e del diametro di 135 piedi, viene attualmente sottoposta ad una serie di sollecitazioni strutturali allo scopo di collaudarne la resistenza.
Sette ogive — che si apriranno a metà dopo la loro espulsione da un vettore Agena B — sono state commissionate dal Centro Ricerche Spaziali U.S.A. alla GRUMMAN AIRCRAFT ENGINEERING CORP. Le ogive si apriranno a metà per effetto di una carica opportunamente calibrata e libereranno una sfera di plastica mylar rivestita di lamine di alluminio che si irrigidirà gonfiandosi e che, entrando in orbita attorno alla terra, servirà per rilanciare segnali radio intercontinentali.
Si prevede che il lancio dell'Echo A-12 sarà effettuato dalla NASA nel 1962 nel quadro della seconda fase del programma per lo studio e per la ricerca sulle comunicazioni dei satelliti passivi.
(g.r.)

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Phonola mod. 1741 UHF e 1741P

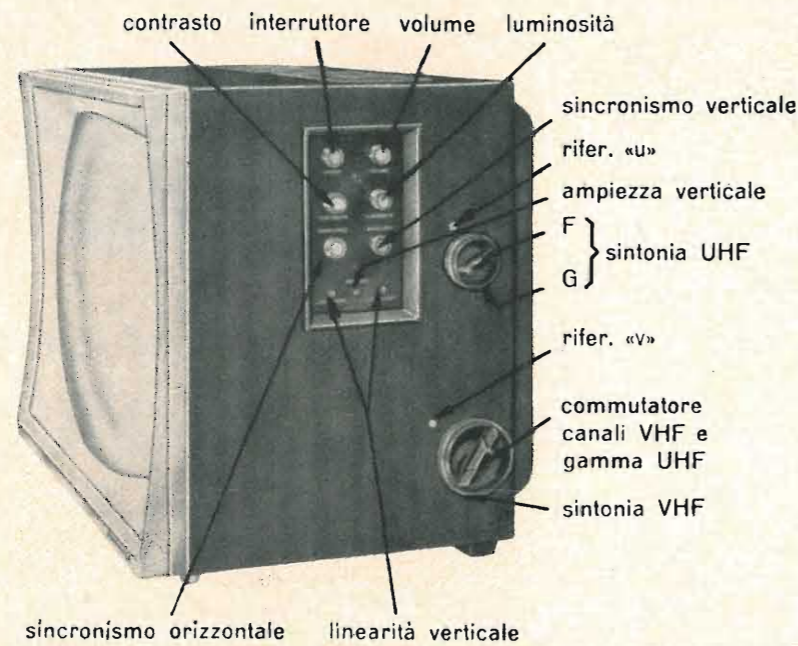



Fig. 1. - Distribuzione dei comandi sul fianco del ricevitore di TV.

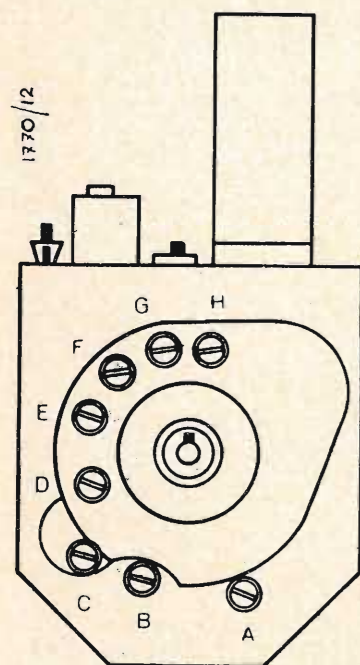



Fig. 2. - Elementi per la taratura del gruppo RF, VHF.

1. - GENERALITÀ

I ricevitori per televisione PHONOLA mod. 1741 UHF e mod. 1741 P sono del tipo intercarrier da 17''. Circuito di entrata cascode, impedenza ai morsetti di antenna 300Ω, sia in VHF che in UHF. La frequenza intermedia video è di 45.75 MHz quella audio 40,25 MHz. L'alimentazione di tipo universale con un assorbimento di circa 160 W. Altoparlante ellittico megnetodinamico. Lo schema come al solito è riportato nella rubrica archivio schemi in calce al presente fascicolo. I dati del mod. 1741 UHF valgono anche per il modello 1741 P il quale si differenzia dal primo per la mancanza del sintonizzatore UHF, S27, per il quale però è predisposto. Tra i componenti non figurano R_{511} mentre R_{509} è di 22Ω, 4 W anzichè 82Ω, 1 W. Manca anche la manopola di sintonia UHF.

2. - VALVOLE

V_1 = PCC88 amplificatrice RF in VHF e amplificatrice FI in UHF; V_2 = PC-F80 oscillatrice mescolatrice in VHF, amplificatrice FI in UHF; V_3 = 6AF4-A oscillatrice UHF; V_4 = EF80 I° amplif. frequenza inter. video; V_5 = = EF80 2° amplif. frequenza inter. video; V_6 = EF80 3° amplif. freq. int. video; V_7 = PCL84 amplificatrice video e controllo automatico di sensibilità; V_8 = PCF80 amplificatrice FI audio e comparatrice fase orizzontale; V_9 = PCL82 preamplif. e amplif. finale audio; V_{10} = PCF80 separatore di sincronismo ed amplif. sincronismo; V_{11} = PCL82 oscillatore bloccato e amplificatrice deflessione verticale; V_{12} = ECL80 = oscillatore deflessione verticale; V_{13} = PL36 amplificatrice deflessione orizzontale; V_{14} = PY81 diodo booster; V_{15} = DY87 raddrizzatrice EAT; V_{16} = AW43/88 cinescopio da 17'' con angolo deflessione 110°; D_1 = OA70 rivelatore video; D_2 = = OA79 rivelatore a rapporto; D_3 = = OA79 rivelatore a rapporto; D_4 = = 1N82A diodo mescolatore UHF; D_5 = OA214 raddrizzatore silicio.

3. - CONTROLLI INTERNI

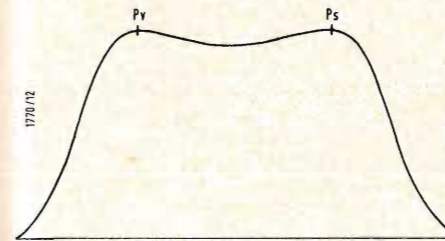
Come si può osservare dalla fig. 4 ogni parte interna è facilmente accessibile, ciò permette naturalmente di eseguire controlli o riparazioni senza dover ricorrere a complicate operazioni di smontaggio. Infatti l'apparecchio si apre totalmente togliendo le manopole del selettore VHF e del sintonizzatore UHF, oltre che i due dadi di blocco posteriori.

Il commutatore DISTANTE-LOCALE ha il compito di permettere un ottimo contrasto di immagine anche in presenza di segnali troppo forti. Nel caso in cui passando in posizione di segnale forte (« *L* ») l'inconveniente persista, si consiglia di inserire tra la discesa d'antenna ed i morsetti di antenna uno dei soliti attenuatori realizzati con resistenze non induttive. Nel caso che il fenomeno si verifichi per entrambi i segnali UHF e VHF, se si usano due discese separate, occorre inserire l'attenuatore in ambedue le discese. Nel caso invece che fra i segnali UHF e VHF esistano notevoli differenze di intensità il commutatore va posto in posizione « *D* » allo scopo di avere la ricezione migliore per il segnale più debole, mentre si inserirà l'attenuatore nella discesa relativa il segnale più forte.

Fig. 3. - Curva di risposta complessiva del gruppo RF, VHF.

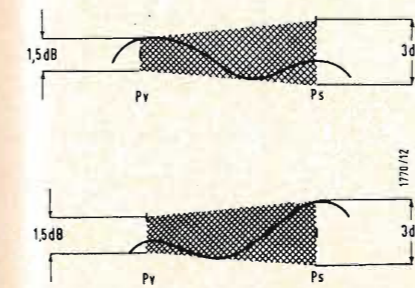
Fig. 4. - Accessibilità ai diversi componenti del ricevitore di TV.

Figg. 5-6. - Spostamenti massimi ammessi nella risposta complessiva del gruppo RF, VHF.

Fig. 7. - Curva di risposta complessiva della FI video.

4. - CONTROLLI E OPERAZIONI DI TARATURA

Per il controllo delle forme d'onda e di alcune tensioni, sullo schema elettrico sono riportate delle lettere cerchiate aventi il compito di indicare i punti di inserzione degli strumenti. Ecco il relativo codice:

A =inserzione del voltmetro elettronico per il controllo della tensione anodica all'uscita del raddrizzatore al silicio.

B = punto di inserzione del voltmetro elettronico per il controllo della tensione di griglia controllo, della valvola finale di riga.

C = punto di inserzione del voltmetro elettronico per il controllo della tensione del booster.

D = Punto di inserzione del voltmetro elettronico per la verifica della tensione negativa del CAS, delle valvole di media frequenza.

F = punto di inserzione del voltemetro elettronico per la taratura della frequenza intermedia video e punto di inserzione del segnale a 5,5 MHz per allineare la frequenza intermedia dell'audio. Punto di inserzione del segnale video per la verifica del funzionamento dei sincronismi e dell'amplificatore video.

H = punto di inserzione del segnale BF per controllare l'amplificatore suono.

L = punto di inserzione del rivelatore RF e del voltmetro elettronico per la taratura della trappola a 5,5 MHz.

M = punto di inserzione del voltmetro elettronico per la taratura del primario del rivelatore a rapporto.

N = punto di inserzione del voltmetro elettronico per la taratura del secondario del rivelatore a rapporto.

O = punto di inserzione del voltmetro elettronico per la taratura del circuito secondario (L_{402}) del trasformatore FI *audio* T_{401}.

Q = punto di inserzione del generatore per la taratura della frequenza intermedia audio.

R = punto di inserzione dell'elemento attenuatore per smorzare il primario del primo trasformatore di media frequenza.

S = punto di inserzione dell'attenuatore per smorzare il secondario dell'ultimo trasformatore di media frequenza.

T= punto di inserzione del voltmetro elettronico per il controllo del funzionamento dell'oscillatore. Punto da collegare ai morsetti dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio quando occorra controllare, con il metodo oscilloscopico, il responso del selettore VHF.

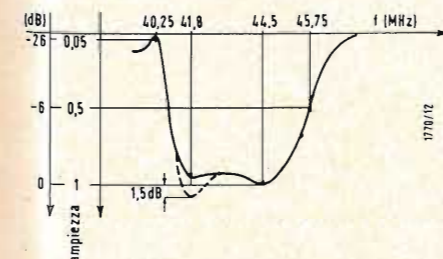
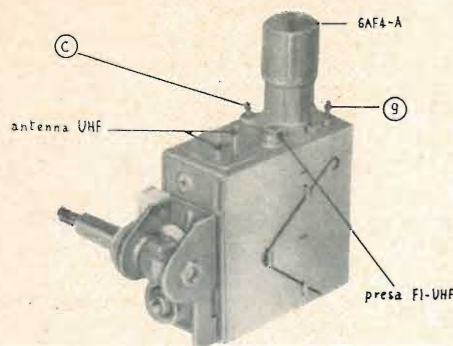



Fig. 8. - Gruppo RF, UHF.

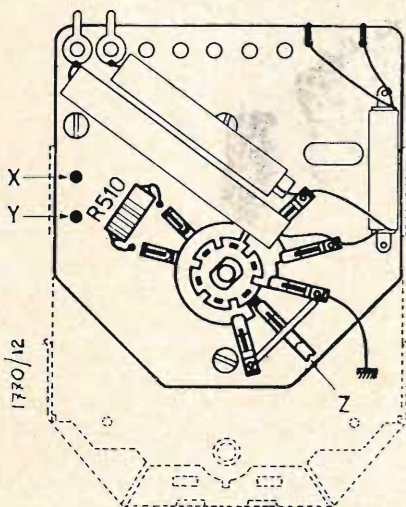



Fig. 9. - Distribuzione degli elementi interessanti il collegamento del gruppo RF, UHF, al gruppo RF, VHF.

5. - TARATURA OSCILLATORE E CONTROLLO DELLE CURVE DEI VARI CANALI DEL SELETTORE

Dette operazioni debbono essere eseguite sulla gamma di frequenze relative i canali italiani, mediante l'uso di un voltmetro elettronico, di un generatore vobulato e di un oscilloscopio.
1) collegare il voltmetro predisposto per corrente continua tra il punto T e la massa, tenendo presente che la tensione deve essere di —3 volt per tutti i canali. 2) collegare il voltmetro, predisposto per corrente continua fra il punto F e la massa: regolare per il massimo il contrasto, ruotare il comando di sintonia fine a metà corsa, dopo aver collegato all'antenna il generatore RF previamente sintonizzato sulla frequenza suono del canale H. 3) togliere, dopo aver commutato sul canale H, la manopola della selezione dei canali e quella per la sintonia fine e regolare la vite di ottone dell'oscillatore (fig. 2) usando un giravite di materiale isolante. Ottenere la lettura minima sul voltmetro. 4) ripetere l'identica operazione sul canale G avendo cura di spostare il generatore RF sulla frequenza suono di detto canale. Procedere quindi alla taratura degli altri canali tenendo presente che è opportuno spostarsi dai canali a frequenza più alta verso i canali a frequenze più basse. 5) prelevare dal punto T il segnale da inviare all'amplificatore verticale dell'oscilloscopio, tenendo presente che l'amplificatore orizzontale deve essere collegato all'uscita a BF del vobulatore. Il vobulatore a sua volta, dopo essere stato regolato per la frequenza del canale su cui è predisposto il selettore VHF, dovrà essere connesso ai morsetti di antenna tramite gli eventuali resistori di adattamento. La curva di risposta comprensiva dei segnali del marker, in corrispondenza delle frequenze portanti audio e video, è visibile in fig. 3. Le figure 5 e 6 indicano gli spostamenti massimi ammessi.

6. - TARATURA MEDIA FREQUENZA VIDEO

Per eseguire tali operazioni occorre disporre di un generatore RF che copra la gamma 37 / 48 MHz, di un voltmetro elettronico, di una pila a 3 volt e di un elemento smorzatore costituito da un condensatore da 1000 pF con in serie una resistenza da 470Ω.
1) Eliminare da massa lo schermo elettrostatico della V2-PCF80 co legando il cavo di uscita del generatore a RF fra lo schermo stesso — non collegato a massa — e la massa del selettore. 2) collegare il negativo della pila da 3 volt al punto D ed il positivo a massa. 3) collegare il negativo della pila stessa, tramite una resistenza da 47.000 Ω, 1/2 watt, al punto T. 4) unire fra il punto F e la massa il voltmetro elettronico, corrente continua, predisposto per misure di —1,5V. 5) eseguire la taratura dei circuiti come dalla tabella sotto riportata.

Da tenere presente che l'elemento smorzatore, indicato più sopra, deve essere posto in parallelo alle bobine da smorzare, e che per smorzare L_{24} detto elemento deve essere inserito fra il punto R, del selettore VHF, e la massa. 6) terminate le operazioni di taratura controllare la curva totale all'oscillografo che deve corrispondere a quella di figura 7. 7) nel caso in cui a taratura ultimata si noti che il livello della portante video a 45,75 MHz, non sia del 50% rispetto al livello della frequenza di 44,5 MHz (100%) occorre agire, mediante leggeri ritocchi, sull'accordo di L_{102} e L_{107}.

7. - TARATURA DELLA TRAPPOLA A 5,5 MHZ E DELLA MEDIA FREQUENZA AUDIO

Occorre disporre di un generatore a RF e di un voltmetro elettronico. 1) collegare il generatore, sintonizzato su 5,5 MHz, tra il punto F e la massa tramite un condensatore da 1000 pF regolando l'attenuatore di uscita per un

Tabella 1. - Taratura della media frequenza video.

Frequenza di accordo	Bobina da smorzare	Posizione nello schermo	Bobina da accordare	Posizione nello schermo	Accordare per il
43,5	$L_{107} = T_{104}$	sotto	$L_{108} = T_{104}$	sopra	massimo
43,5	$L_{108} = T_{104}$	sopra	$L_{107} = T_{104}$	sotto	massimo
43,5	$L_{105} = T_{103}$	sotto	$L_{106} = T_{103}$	sopra	massimo
43,5	$L_{106} = T_{103}$	sopra	$L_{105} = T_{103}$	sotto	massimo
43,5	$L_{103} = T_{102}$	sotto	$T_{104} = T_{102}$	sopra	massimo
43,5	$L_{104} = T_{102}$	sopra	$L_{103} = T_{101}$	sotto	massimo
43,5	$L_{24} = T_1$	—	$L_{102} = T_{101}$	sotto	massimo
43,5	$L_{102} = T_{101}$	sotto	$L_{24} = T_1$	—	massimo
40,25	—	—	$L_{101} = T_{101}$	sopra	minimo

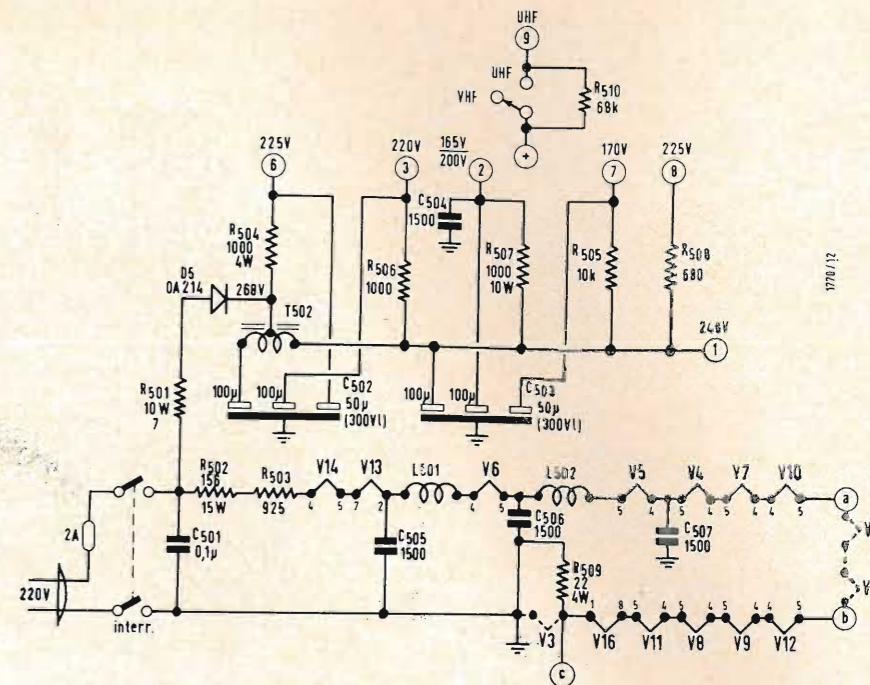



Fig. 10. - Modifiche di circuito per l'installazione del sintonizzatore UHF sul mod. 1741-P.

segnale molto forte dell'ordine di 200 mV. 2) inserire il voltmetro elettronico, predisposto per corrente continua, tra il punto L, e la massa attraverso un rivelatore a RF. 3) accordare L_{401} — nucleo inferiore del T_{401} — per la minima indicazione del voltmeteo elettronico. Dato che il soffio della frequenza intermedia può rendere difficile la lettura di tale minimo è consigliabile collegare a massa il piedino 2 della V_6. 4) togliere il rivelatore della RF collegando il voltmetro, corrente continua, tra il punto O e la massa. Regolare l'attenuatore del generatore in modo da avere una indicazione sul voltmetro di circa —3 volt. Accordare L_{402} (nucleo superiore di T_{401}) per il massimo.
Collegare il voltmetro elettronico tra il punto M e la massa e accordare L_{403} (nucleo inferiore di T_{403}) per il massimo). 5) staccare il voltmetro dal punto M e cortocircuitare i suoi terminali, portando l'indice della posizione di zero e centro scala. 7) collegare fra il punto M e la massa due resistenze in serie da 47.000 Ω all'1%. 8) ruotare a metà corsa, il trimmer potenziometrico della reiezione R_{141} accordando L_{404} (nucleo superiore del T_{403}) sino a riportare l'indice del voltmetro nella posizione zero centrale. Tenere presente che quando L_{404} è completamente fuori accordo, lo strumento indica zero oppure una tensione molto piccola. Avvicinandosi al punto di accordo la tensione cresce fino al massimo per decrescere rapidamente fino a zero. e combiando di segno fino a raggiungere il massimo segno opposto ritorna a zero. Ovviamente il punto di accordo è quello che corrisponde allo zero intermedio fra due massimi.

8. - TARATURA DELLA REIEZIONE

La taratura di tale circuito si ottiene agendo sul trimmer R_{141} e deve essere fatta dopo aver eseguite le precedenti operazioni di taratura. Commutare il selettore VHF sul canale interessato alla ricezione; regolare il contrasto in modo che l'immagine sia appena visibile; ruotare in senso orario, circa 1/2 giro, la manopola del comando di volume e regolare il trimmer R_{141} sino ad annullare il ronzio di fondo determinato dalla presenza di tracce di modulazione di ampiezza. Dopo aver eseguito dette operazioni è opportuno riaccordare L_{404} come indicato nel precedente paragrafo 7.

9. - INSTALLAZIONE DEL SINTONIZZATORE UHF SUL MOD. 1741-P

Fissare con le apposite viti il sintonizzatore al telaio del televisore già predisposto. Collegare mediante normale conduttore per cablaggio i seguenti punti:
C = filamento 6AF4-A (fig. 8) al corrispondente punto C indicato nello schema elettrico e modificare la R_{509} da 22 Ω 4 W a 82 Ω 1 W. Sul cablaggio del televisore il punto C corrisponde alla prima linguetta (a sinistra di chi osserva). Su tale linguetta sono saldati il filo nero proveniente dallo zoccolo

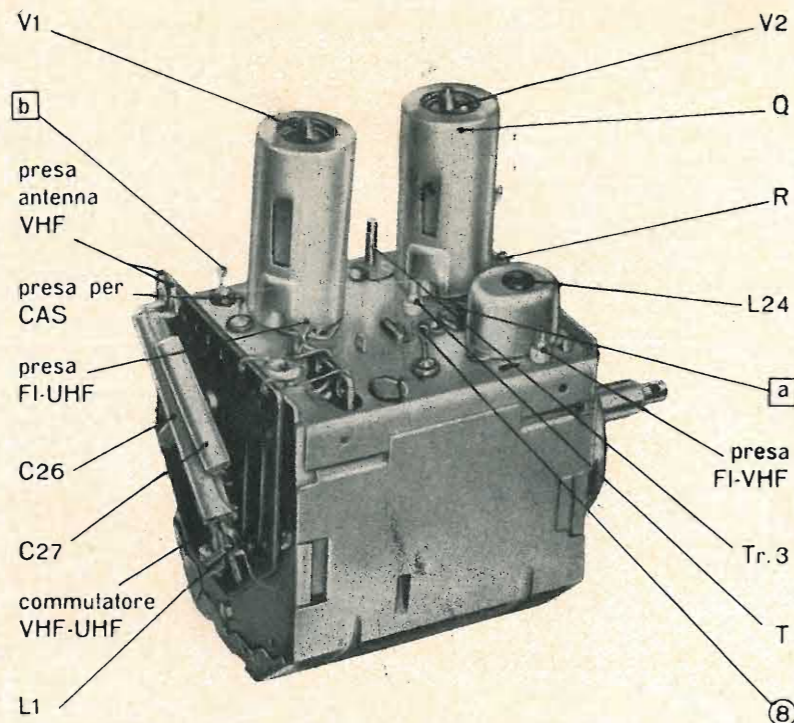



Fig. 11 .- Gruppo RF, VHF, su cui sono indicati gli elementi interessanti il collegamento del gruppo RF, UHF.

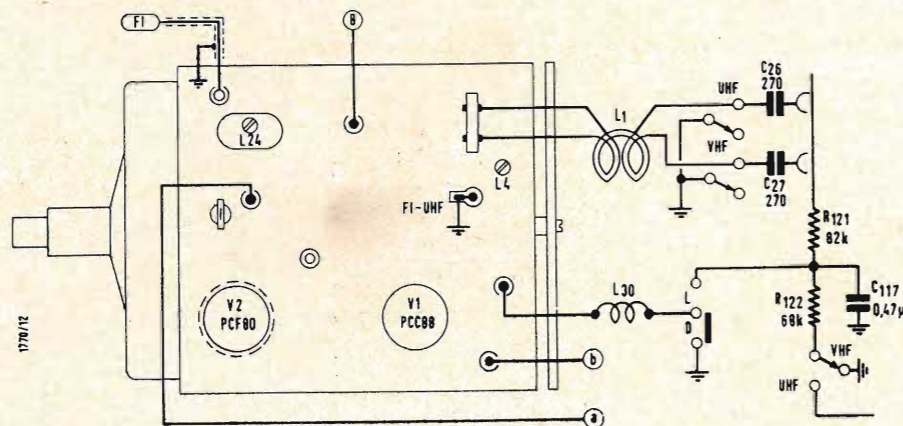



Fig. 12. - Collegamenti necessari per installare il gruppo UHF sul ricevitore di TV. mod. 1741-P.

del cinescopio ed un terminale della R_{509}.

9 = anodica 6AF4-A (fig. 8) con il corrispondente punto 9 indicato nello schema elettrico. Aggiungere la R_{511}.

Il punto 9 del sintonizzatore deve essere collegato alla linguetta di contatto X (fig. 9) del commutatore VHF/UHF posto sul selettore VHF. Su tale linguetta è saldato un terminale della R_{510}. L'altro terminale della R_{510} è saldato sulla linguetta Y (fig. 9) e deve essere collegato con l'interposizione della R_{511} (10.000 Ω 4 W) al positivo 2 indicato nello schema elettrico (vedi schema). La R_{511} può essere ancorata sulle due linguette di contatto lasciate libere sulla II^a e III^a basetta poste sopra il supporto delle prese di antenna.

Z = linguetta di contatto del commutatore VHF/UHF (fig. 9) con il negativo —3 V che nel cablaggio del TV corrisponde alla seconda linguetta di contatto (a sinistra di chi guarda la I^a basetta situata anch'essa sopra il supporto delle prese di antenna.)Togliere il collegamento che pone a massa la presa FI = UHF del selettore (fig. 10) e collegare, con l'apposito cavetto, le prese FI = UHF del sintonizzatore e del selettore (vedi fig. 8, 11 e schema).

Collegare mediante normale piattina bifilare, da 300 Ω, gli attacchi di antenna UHF posti sulla squadretta supporto delle prese di antenna.

Collegare mediante trecciola metallica, per collegamenti di massa, il telaio del sintonizzatore con il telaio del selettore.

È consigliabile eseguire la saldatura tra lo spigolo alto destro del selettore (visto dalla parte dei comandi) e lo spigolo vicino del sintonizzatore UHF. *A*

ATTACCO PER MOLLE DI CONTATTO PARTICOLARMENTE PER SELETTORI DI CANALI PER TELEVISIONE.
Philips Gloeilampenfabrieken (Paesi Bassi) (52 ID 353)

DISPOSITIVO ELETTRICO PARTICOLARMENTE PER SELETTORI DI CANALI TELEVISIVI.
La stessa (52 ID 363)

SISTEMA DI CIRCUITI PER MANTENERE COSTANTE L'AMPLIFICAZIONE DI UN SEGNALE.
La stessa (52 ID 093)

SISTEMA DI CIRCUITI PER GENERARE UNA CORRENTE A DENTI DI SEGA IN UNA BOBINA.
Philips Gloeilampenfabrieken (Paesi Bassi) (53 ID 073)

SISTEMA DI CIRCUITI PER GENERARE TENSIONI DI CONTROLLO A DENTI DI SEGA.
La stessa (53 ID 083)

IMPIANTO RADAR AD IMPULSI CON APPARECCHIO TRASMITTENTE E RICEVENTE CONNESSO AD UNA ANTENNA DIREZIONALE IN COMUNE.
Albiswerk Zürich (Svizzera) (53 ID 253)

OSCILLATORE ANTIRISONANTE IN PRESENZA DI CAMPI MAGNETICI NULLI.
Falchero Daniele (56 IV 9325)

OSCILLATORE A TRANSISTORE.
International Standard Electric Corporation (56 IV 1525)

PERFEZIONAMENTI RELATIVI A CRISTALLI PIEZOELETTRICI DI QUARZO DI FORMA ALLUNGATA.
Philips Gloeilampenfabrieken N. V. (57 IV 9725)

OSCILLATORE ELETTRICO A FREQUENZA STABILIZZATA CONTENENTE ALMENO UN TRANSISTORE.
Siemens & Halske Aktiengesellschaft (57 IV 7825)

PROCEDIMENTO PER FABBRICARE ELEMENTI ATTENUATORI O DISSIPATIVI PER ALTE FREQUENZE, SPECIALMENTE IN CAVITÀ RISONANTI.
Siemens Soc. p. A. (57 IV 7725)

DISPOSITIVO DEMODULATORE SINCRONO.
Radio Corporation of America (57 IV 4425)

AMPLIFICATORE DI SEGNALI A BASSO DISTURBO.
Western Electric Co. In. (57 IV 9025)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITO ELETTRICO CON UN CONDENSATORE CARICATO AD INTERVALLI ATTRAVERSO UN TRANSISTOR, PARTICOLARMENTE PER LA PRODUZIONE DI TENSIONI A DENTI DI SEGA.
Contraves A. G. (57 IV 7925)

PROCEDIMENTO PER LA FABBRICAZIONE A CICLO CONTINUO DI NASTRI MAGNETICI IN METALLO COMPATTO.
National Cash Register Company (57 IV 2225)

TERMINAZIONE DI GUIDA D'ONDA.
Western Electric Company Incorporated (59 IV 9225)

FILTRO CROMATICO PER TELEVISIONE A COLORI, A RIGHE DI TRE O PIÙ COLORI, VERTICALI OD INCLINATE, MA FORMANTI COMUNQUE UN ANGOLO DETERMINATO CON RIGHE DI SCANSIONE.
Lucadello Renzo (60 IV 6625)

FILTRO O SCHERMO A RIGHE COLORATE IN CUI OGNI RIGA COLORATA È SEPARATA DALLE DUE CONTIGUE, CON UNA RIGA TRASPARENTE O BIANCA, DA USARSI IN TRASMISSIONE ED IN RICEZIONE PER TELEVISIONE A COLORI.
Lo stesso (60 IV 5725)

DISPOSITIVO PER PRODURRE IMMAGINI LUMINOSE IN RISPOSTA A SEGNALI ELETTRICI VIDEO PARTICOLARMENTE STRUTTURA DI SCHERMO PER TUBI A RAGGI CATODICI.
Westinghouse Electric Corporation (60 IV 9125)

PERFEZIONAMENTI IN MEZZI INDICATORI DELLA POSIZIONE DI VEICOLI IN NAVIGAZIONE.
Avel Corporation Geneva (61 IV 2525)

RADAR CON DISPOSITIVO PER PRODURRE IMMAGINI DI EFFETTIVE TRAIETTORIE DI MOVIMENTO.
Atlas Werke A. G. (61 IV 6425)

DISPOSITIVO D'ALIMENTAZIONE PER UN'ANTENNA PER MICROONDE COMPRENDENTE UNA GUIDA D'ONDA RETTANGOLARE CHE CONVOGLIA L'ENERGIA NEL DISPOSITIVO ED È UNITA AD UN TRATTO DI GUIDA D'ONDA CIRCOLARE MEDIANTE MEZZI CHE TRASFORMANO L'ENERGIA CONVOGLIATA DELLA GUIDA D'ONDA RETTANGOLARE IN ENERGIA POLARIZZATA VERTICALMENTE NELLA GUIDA D'ONDA CIRCOLARE, PARTICOLARMENTE PER L'IMPIEGO IN IMPIANTI RADAR.
Bendix Aviation Corporation (61 IV 5125)

RADIO-RICEVITORE PER L'ASSISTENZA ALLA NAVIGAZIONE.
International Standard Electric Corporation. (61 IV 3425)

DISPOSITIVO A RELÉ DI TIPO FOTOELETTRICO.
Agfa Aktiengesellschaft (02-IS-1223)

MULTIVIBRATORE GENERALMENTE DEL TIPO A TRANSISTORI, ATTO A RIDURRE IL TEMPO CHE DEVE INTERCORRERE TRA LA FINE D'UN IMPULSO O L'INIZIO DI UN SUCCESSIVO DI CARATTERISTICHE IDENTICHE.
Bendix Aviation Corporation. (02-IS-1123)

DISPOSITIVO SEMICONDUTTORE E METODO PER LA SUA FABBRICAZIONE.
Hughes Aircraft Company (02-IS-3623)

INVERTITORE A TRANSISTORI NEL QUALE IL PILOTAGGIO DEI TRANSISTORI SI ATTUA MEDIANTE UN TRASFORMATORE ELETTRICO A NUCLEO SATURABILE.
Kreuzen Otto (03-IS-0723)

PERFEZIONAMENTI NELLE PIASTRE A TIPO TUBOLARE PER ACCUMULATORI ELETTRICI.
Choride Batteries Ltd. (03-IS-1923)

METODO PER LA PRODUZIONE DI PIASTRE POSITIVE PER ACCUMULATORI ELETTRICI DI TIPO ALCALINO, E PIASTRA POSITIVA COSÌ OTTENUTA.
Electric Storage Battery Company. (03-IS-4223).

PILA AD ACCUMULATORE CON ELETTRODO NEGATIVO FORMATO PRINCIPALMENTE DA LITIO, O DA UNA LEGA OD AMALGAMA DI LITIO.
Herbert Danuta e Ulam Julius (03-IS-4023).

REATTORE A PIÙ AVVOLGIMENTI PER IL BLOCCO DELLE CORRENTI INDOTTE NEGLI AVVOLGIMENTI DI CONTROLLO DEGLI AMPLIFICATORI MAGNETICI.
Compagnia Generale di Elettricità). (05-IS-7123)

ATTENUATORE PILOTABILE, SPECIALMENTE COMPRESSORE OD ESPANSORE PER LA REGOLAZIONE DELLA DINAMICA DI AMPLIFICATORI PER TELECOMUNICAZIONI.
Siemens & Halske Aktiengesellschaft (05-IS-1623)

PERFEZIONAMENTO AGLI AMPLIFICATORI MAGNETICI.
Westinghouse Electric Corp. (05-IS-1823)

COMPOSIZIONI CERAMICHE FERRO-ELETTRICHE PARTICOLARMENTE PER TRADUTTORI.
Clevite Corporation. (05-IS-8523)

DISPOSITIVO NON RECIPROCO DI TRAMISSIONE DI ONDE ELETTROMAGNETICHE AD ULTRA-ALTA FREQUENZA.
Compagnie Generale de Télégraphie sans Fil (05-IS-3323)

APPARECCHIO PER LA LETTURA DI CARATTERI IMPRESSI SU UN MEZZO DI REGISTRAZIONE, AD ESEMPIO UN NASTRO DI CARTA, IN MOVIMENTO.
National Cash Register Co.) (05-IS-7823)

SISTEMA DI MODULAZIONE DI CODICE AD IMPULSI, DEL TIPO IN MULTIPLEX.
Western Electric Co. Inc.) (05-IS-3323)

PERFEZIONAMENTI AI DISPOSITIVI DI PROTEZIONE DI UN RICEVITORE AD IMPULSI.
Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil (05-IS-3023)

SISTEMA DI TELECOMUNICAZIONI A FREQUENZE VETTRICI MUNITO DI COMANDO PILOTA.
Siemens & Halske Aktiengesellschaft (06-IS-1523)

PERFEZIONAMENTO NEI DISPOSITIVI DI RITARDO A MAGNETIZZAZIONE, PER LA MODULAZIONE A TEMPO DI IMPULSI.
Byford Laboratories Inc. (06-IS-3723)

DISPOSITIVO MODULATORE A MAGNETIZZAZIONE, A TEMPO DI IMPULSO.
La stessa. (06-IS-3823)

DISPOSITIVO COMPRENDENTE UN ELEMENTO IN FERRITE, PER PRODURRE LA ROTAZIONE DI ONDE ELETTROMAGNETICHE POLARIZZATE.
Raytheon Manufacturing Company (06-IS-9723)

METODO E DISPOSITIVO PER LA REGISTRAZIONE SU NASTRI MAGNETICI.
Bo Carl Gosta Nyman (06-IS-9223)

PERFEZIONAMENTI AI DISPOSITIVI A RESISTENZA VARIABILE, PARTICOLARMENTE ADATTI PER LA TECNICA DELL'ELETTRONICA DELLA TELEVISIONE E DELLA RADIO-TELEGRAFIA.
Falco Eugenio (07-IS-5423)

ANALIZZATORE DI STABILITÀ MIGLIORATA COMPRENDENTE UNA SORGENTE LUMINOSA ED UN TUBO ELETTRICO, PARTICOLARMENTE PER APPARECCHI ELETTRICI DI PROVA DI PELLICOLA.
Hazeltine Corporation (07-IS-0023)

RICEVITORE PER SISTEMA DI TELEVISIONE A COLORI.
Philips Gloeilampenfabrieken N.V. (08-IS-0023)

CIRCUITO PER L'INDICAZIONE DELLA SINTONIA NEI RICEVITORI TELEVISIVI IN CUI LO SCHERMO DEL DISPOSITIVO DI RIPRODUZIONE VIENE ANCHE IMPIEGATO COME INDICATORE DI SINTONIA.
La stessa. (08-IS-4423)

PROIETTORE APPLICABILE A QUALUNQUE TELEVISORE, SENZA A QUESTO APPORTARE ALCUNA MODIFICA, PER OTTENERE LA FIGURA NOTEVOLMENTE INGRANDITA SU SCHERMO O SEMPLICE PARETE BIANCA.
Spadaro Antonio (08-IS-5623)

PERFEZIONAMENTO NEI SISTEMI DI SENSIBILIZZAZIONE, PARTICOLARMENTE PER APPARECCHIATURE RADAR.
Hollandse Signaalapparaten N.V.) (08-IS-4823)

PERFEZIONAMENTO NEI SISTEMI DI SINCRONIZZAZIONE PER IMPULSI RICORRENTI, PARTICOLARMENTE PER APPARECCHIATURE RADAR.
La stessa. (08-IS-4523)

PERFEZIONAMENTO NEI SISTEMI DI PROTEZIONE DI IMPULSI DI SENSIBILIZZAZIONE, PARTICOLARMENTE PER APPARECCHIATURE RADAR.
La stessa. (08-IS-3223)

CHI DESIDERA COPIA DEI CITATI BREVETTI, PUÒ RIVOLGERSI all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti*: « ORGANIZZAZIONE RADOBOR » Viale S. Michele del Carso, 4 - Milano (Italia) Tel. 468914

Unità di deflessione Philips per cinescopi 110° da 19 e 23 pollici

L'UNITÀ di deflessione AT1009/02 possiede una elevata sensibilità e consente di ottenere un'eccellente qualità del punto luminoso sullo schermo del cinescopio. Le bobine per la deflessione orizzontale sono del tipo a *sella*; quelle per la deflessione verticale sono del tipo *toroidale* a più strati avvolti direttamente sull'anello di ferroxcube.
Le bobine per la deflessione orizzontale sono sagomate in modo da portare il centro di deflessione nella parte più interna del cono del cinescopio.
L'anello di ferroxcube serve come via di ritorno, a bassa riluttanza, per le linee di forza del campo magnetico generato dalla corrente che attraversa le bobine di riga. La sua forma svasata consente la massima aderenza alla parte conica del cinescopio e realizza la coincidenza del centro di deflessione della bobina di quadro con quello delle bobine di riga.
L'unità è provvista di una resistenza NTC collegata in serie alle bobine di quadro che serve per compensare le variazioni di ampiezza dell'immagine dovute all'aumento della resistenza delle bobine a caldo.

Fig. 1 - Unità di deflessione AT1009/02.

1. - QUALITÀ DELLA IMMAGINE

Nei cinescopi con angolo di deflessione molto ampio possono verificarsi due inconvenienti e cioè:

1) la deformazione del punto luminoso,
2) la deformazione del quadro ai bordi (distorsione « a cuscino »).

La prima è stata ridotta conferendo alle bobine di deflessione dell'unità AT1009 02 una particolare sagomatura che tende a diminuire *l'astigmatismo* del punto luminoso quando l'angolo di deflessione aumenta.
La distorsione « a cuscino » ai bordi verticali dell'immagine viene eliminata mediante due piccoli magneti cilindrici di *ferroxdure* trattenuti da quattro staffe metalliche abbraccianti l'orlo del rivestimento protettivo esterno dell'unità.
Tali magneti vengono regolati in fase di taratura in modo da soddisfare ai requisiti di sensibilità di un cinescopio di caratteristiche medie.
La distorsione « a cuscino » ai bordi orizzontali dell'immagine può essere corretta mediante due barrette di *ferroxdure* fissate su opportune slitte che possono scorrere su di un risalto nella calotta di materiale plastico dell'unità di deflessione. Il campo di correzione ottenibile con questi magneti è sufficiente per eliminare ogni distorsione per la maggior parte dei cinescopi. Se per la contemporanea coincidenza delle massime tolleranze dell'unità di deflessione e del cinescopio questa correzione risultasse insufficiente anche con i magneti nella posizione di fine corsa, è prevista la possibilità di inserire altre due barrette di ferroxdure che andranno inserite in opportune clips fissate tra le estremità delle quattro staffe portamagneti sopracitate.
Queste barrette di ferroxdure vengono fornite a parte.

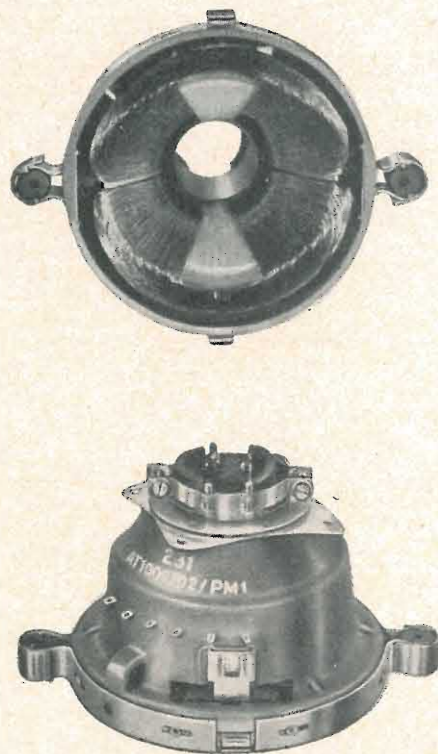
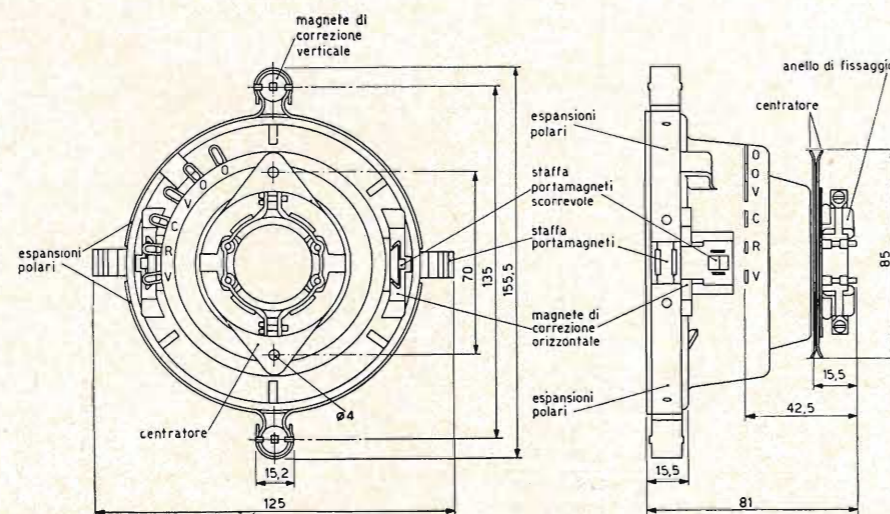



Fig. 2 - Dati d'ingombro e collegamenti dell'unità AT1009/02.

2. - CENTRATURA DELLA IMMAGINE

Inserita l'unità di deflessione nel collo del cinescopio, si procede alla centratura dell'immagine agendo su due lamine di acciaio magnetizzato (centratore) opportunamente sagomate che possono essere ruotate indipendentemente l'una dall'altra. In questo modo, a seconda della posizione reciproca di tali lamine, è possibile fare in modo che le linee di forza del campo magnetico da esse prodotto spostino il fascetto elettronico in tutte le direzioni e con una intensità che va dal doppio di quella prodotta da una sola lamina fino a zero(1).

3. - DATI CARATTERISTICI

Qui sopra riportiamo i valori di induttanza e di resistenza nonchè le correnti di deflessione per le bobine di riga e di quadro. Le bobine di riga sono collegate in parallelo, quelle di quadro in serie; questi collegamenti sono realizzati all'interno dell'unità di deflessione.
I valori indicati si riferiscono ad un valore di E.A.T. di 16 kV e sono stati misurati su unità di deflessione, cinescopio e componenti, tutti centrati entro il loro campo di tolleranze.

Tabella 1. - Dati caratteristici dell'unità di deflessione.

	Bobine di riga	Bobine di quadro
Induttanza	2,9 mH	92 mH
Resistenza	4,7 Ω	47 Ω
Corrente di deflessione (valore picco-picco)	21,1 A_{pp}	0,42 A_{pp}
per una deviazione del raggio elettronico di	500 mm	380 mm

4. - INSTALLAZIONE

Dalla calotta di materiale plastico, che racchiude le bobine, sporgono i terminali che devono essere collegati ai circuiti di deflessione del televisore. In fig. 2 sono indicate le dimensioni di ingombro dell'unità e i collegamenti delle bobine. L'unità deve essere disposta nella posizione più avanzata sul collo del cinescopio in modo da adagiarsi sulla parte conica del medesimo, e deve essere ruotata in modo che le righe siano perfettamente orizzontali. Dopodichè si agisce sui magneti scorrevoli per eliminare le distorsioni « a cuscino ». L'unità viene infine fissata sul collo del cinescopio stringendo le viti dell'anello di fissaggio. *A*

(1) Il dispositivo centratore non deve mai essere usato per correggere l'eventuale eccentricità dell'immagine prodotta da una differenza di fase tra l'impulso di ritorno di riga e il segnale di blanking.

Riflessioni sul secondo canale TV

(segue da pag. 061)

produzione dovrebbero tenere conto ed istruire giudiziosamente i loro Agenti.
Rimane infine quella parte di teleutenti che con televisori sia di vecchio tipo, che di nuovo tipo è costretta ad installare l'impianto di antenna singolo VHF - UHF.
In questo caso si affaccia l'utilità, anzi la necessità direi quasi, di una stretta collaborazione fra il fornitore del televisore e l'installatore dell'impianto d'antenna.
Concepita com'è attualmente, una antenna per la ricezione combinata dei due programmi (doppia antenna, filtro miscelatore, cavo coassiale, filtro separatore, con relativi « balun ») la sua installazione razionale richiede una indubbia perizia e non può essere affidata a mani irresponsabili ed incompetenti.
Molti degli incerti risultati dati da eccellenti televisori di recente fornitura atti alla ricezione dei due programmi, sono da attribuirsi a mediocri installazioni di antenna; inoltre tali scarsi risultati tenderanno ad accentuarsi ancor più con il passare del tempo per il prevedibile deterioramento di giunzioni, contatti, morsetti ossidabili, ecc.
Non è difficile pertanto concludere che con un'auspicabile forma di sincera ed attiva collaborazione fra le varie categorie interessate alla vendita ed installazione di televisori si potranno migliorare notevolmente le attuali condizioni del mercato. *A*

g. b.

Due convertitori per la banda 144 MHz*

Questi due convertitori, destinati a precedere i ricevitori accordabili sui 28-30 MHz, sono stati costruiti in più esemplari dall'autore, un vero specialista in questo campo. Si possono quindi adottare gli schemi proposti con la massima fiducia. Converrà scegliere il tipo a valvole con il doppio triodo con griglie a telaio, oppure il tipo a transistori così leggero e facilmente alimentabile con una pila? Lasciamo rispondere agli appassionati dei 144 MHz, che sapranno sicuramente scegliere il tipo più adatto all'uso al quale destineranno il loro convertitore.

1. - CONVERTITORE A VALVOLA

Il traffico dei radioamatori nella banda dei 144 MHz richiede dei ricevitori speciali ad alta sensibilità. Il convertitore che ora descriveremo offre un'interessante soluzione del problema e siamo sicuri che molti tecnici saranno tentati di realizzarlo.

1.1. - Descrizione

Lo stadio d'entrata (fig. 1) è del tipo cascode, assolutamente classico; esso monta un tubo ECC189. Contrariamente a quanto si crede comunemente, noi non abbiamo trovato alcuna difficoltà per la sua messa a punto. La neutralizzazione è capacitiva ed il circuito di entrata (L_1) è simmetrico.

A proposito di L_3 facciamo notare la presenza di un condensatore da 10 pF posto fra il catodo del secondo triodo e la massa, il suo scopo è quello di migliorare la selettività.

L_4 ed L_5 costituiscono un filtro di banda. Il valore di C_1 è regolato per una larghezza di banda di 2 MHz, e precisamente da 144 a 146 MHz. L'elemento triodo della ECF80 costituisce la parte attiva dell'oscillatore locale, pilotato da un quarzo da 7,725 MHz, montato sulla terza armonica e quindi oscillante alla frequenza di 23,175 MHz. La bobina L_6 è accordata su questa frequenza. La parte pentodo della ECF80 moltiplica per 5 questa frequenza; l'induttanza L_7 è accordata sulla frequenza di 115,875 MHz. In questo caso abbiamo utilizzato un circuito a linee, molto corto, ed accordato con un condensatore relativamente grande. Con questo artificio riusciamo ad ottenere una frequenza di 115,875 MHz contenente una percentuale trascurabile delle prime tre armoniche dell'oscillatore (46,350, 69,525, 92, 700 MHz). La frequenza locale viene poi prelevata da C_2, saldato direttamente sulla linea accordata su 115,875 MHz ed applicata alla base di L_5.

La conversione di frequenza avviene nella parte pentodo di una ECF80; la griglia riceve il segnale proveniente dall'antenna e quello fornito dall'oscillatore locale a 115,875 MHz. Il battimento fra le due frequenze dà come risultato una frequenza variabile da 28,125 a 30,125 MHz, infatti;:

144 MHz — 115,875 MHz = 28,125
144 MHz - 115,875 MHz = 28,125 MHz
146 MHz - 115,875 MHz = 30,125 MHz

Il circuito formato da L_8, L_9 e C_3 rappresenta un filtro di banda che copre appunto questa banda .

L'elemento triodo della ECF80 viene utilizzato come amplificatore di media frequenza. Il segnale in uscita viene prelevato sul catodo, quindi con una bassa impedenza. Questo stadio, contrariamente a quanto comunemente si crede, ha una notevole amplificazione.

Certo, la tensione che si trova sul catodo è più bassa di quella che viene applicata alla griglia, però, se l'entrata è ad alta impedenza, l'uscita avviene con una impedenza molto più bassa.

Ciò significa che se non si uscisse con una bassa impedenza si dovrebbe utilizzare nel circuito anodico un trasformatore abbassatore e l'amplificazione totale sarebbe più bassa ancora. In altre parole il nostro non è un buon amplificatore di tensione, però è un buon amplificatore di potenza.

1.2. - Consigli pratici

Per il cablaggio di questo convertitore noi abbiamo utilizzato ambedue le facce dello chassis. La maggior parte del cablaggio rimane al di sotto dello chassis e comprende praticamente solo le bobine; con ciò siamo riusciti a semplificare moltissimo il montaggio. I condensatori di disaccoppiamento sono del tipo « by-pass ». La loro capacità non è critica, però non deve scendere al di sotto dei 1.000 pF. Le bobine non richiedono schermature e la stabilità è eccellente.

Una sola precauzione, tuttavia indispensabile, è da tenere presente: poichè l'uscita avviene per mezzo di un cavo coassiale da 75 Ω, è necessario che la entrata del ricevitore che segue il convertitore sia adattata sui 75 Ω. Altrimenti lo stadio d'uscita sarà soggetto al pericolo d'innesco.

Se il cavo d'uscita è male adattato si constata di solito una certa instabilità dello stadio d'uscita che può andare dall'aumento del soffio all'autooscillazione. Del resto se si stacca il cavo di collegamento dal ricevitore si hanno immediatamente delle oscillazioni, per contro se noi riusciamo a sopprimere tali oscillazioni otteniamo una stabilità assoluta. Come mai? Esaminiamo il circuito della fig. 2, si tratta dell'oscillatore di Clapp. Esaminiamo ora la fig. 3, che rappresenta il nostro stadio di uscita: essa ha un aspetto molto famigliare. I condensatori tratteggiati rappresentano le capacità parassite.

In effetti manca solo l'induttanza B.A. del catodo. Ma se noi colleghiamo ai morsetti S una induttanza o un pezzo di cavo coassiale non adattato riotteniamo lo schema dell'oscillatore precedente, la presenza della resistenza di catodo in parallelo all'induttanza non cambia niente. Però ricordiamo che,

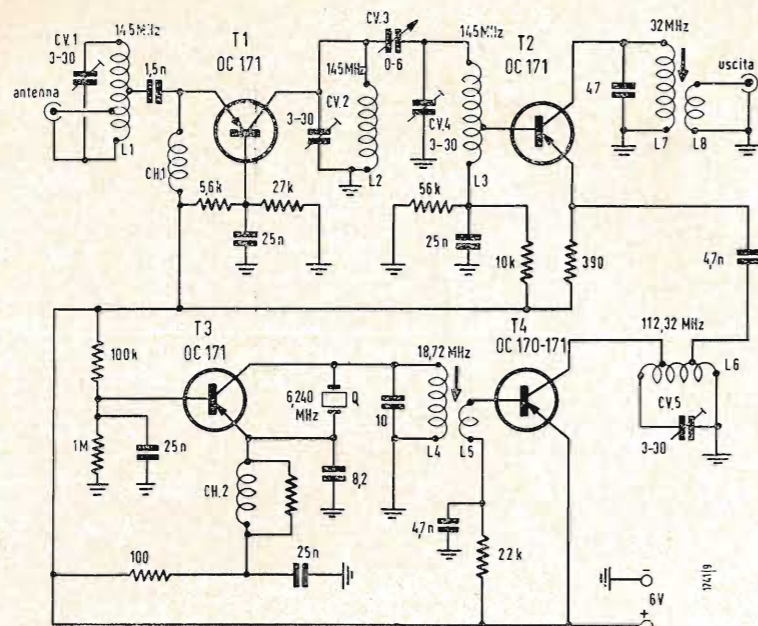
(*) BAUD, CH., Deux convertisseurs 144 MHz, *Toute la Radio*, novembre 1961, pag. 386.

Fig. 1 - Schema generale del convertitore a valvole. Caratteristiche delle bobine: L_1 = 11 spire, 0,3 mm, lungh. bobina 10 mm; L_3 = 7 spire, come sopra; L_4 = 6 spire, come sopra; L_5 = 5 spire, come sopra; L_2 = 2 spire, 0,3 mm, al di sopra di L_1; L_6 = 30 spire, 0,3 mm, affiancate; L_8 = 40 spire, 0,15 mm, affiancate; L_9 = come sopra. L_6 è avvolta su un corpo da 8 mm e nucleo magnetico, tutte le altre su corpo da 6 mm senza nucleo magnetico. L_7 = tubo di rame da 4 mm lungo 110 mm, presa per C_2 a 40 mm dall'estremità posta a massa. C_1 = 2 spire, 0,15 mm doppia seta su un filo da 0,7 mm, smaltato; C_3 = 3 spire, come sopra.

Fig. 2 - L'oscillatore di Clapp: un circuito molto noto.

Fig. 3 - Notare l'analogia di questo amplificatore a carico catodico con l'oscillatore di Clapp. I condensatori tratteggiati rappresentano le capacità parassite.

Fig. 4 - Disposizione dei principali elementi all'interno del telaio, avente le dimensioni 60 × 180 mm.

Fig. 5 - Schema generale del covertititore a transistori. Caratteristiche dei componenti: T_1 (OC171) 2 mA; T_2 (OC171) 0,8 mA; T_3 (OC171) 0,5 mA a riposo, 2 mA in oscillazione; T_4 (OC170-171) 0 mA a riposo, 3-5 mA in oscillazione.
CH_1 = resistenza bobinata da 300 Ω; CH_2 = 50 spire, 0,15 mm, su R = 2,2 kΩ, 1W.
Q = quarzo 6240 kHz.
$CV_{1, 2, 4, 5}$ = Trimmer variabili 3-30 pF; CV_3 = = Trimmer da 0-6 pF.
L_1 = 6 spire su corpo da 6 mm, presa d'antenna a 2 spire e prese di emettitore a 3 spire da massa L_2 = 3,5 spire su corpo da 6 mm; L_3 = 5 spire su corpo da 6 mm, presa sulla spira 2; L_4 = = 22 spire, 0,3 mm, su corpo da 8 mm; L_5 = = 3 spire, 0,3 mm, avvolte su L_4 lato massa; L_6 = 2 spire in aria filo nudo da 1 mm, avvolto su mandrino da 7 mm; L_7 = 5 spire, 0,3 mm, su corpo da 8 mm; L_8 = 2,5 spire, 0,3 mm, avvolte su L_7 lato massa. Se si dispone di un ricevitore da 28-30 MHz utilizzare un quarzo da 7725 kHz e modificare L_4 in modo da avere l'oscillazione a 23,175 MHz. Non modificare L_6, ma accordarlo su 116 MHz. Accordare L_7 su 29 MHz.

quando il cavo coassiale e adattato, esso si comporta come una resistenza pura.

Se l'entrata del ricevitore è superiore ai 75 Ω basterà porre in parallelo al cavo coassiale, direttamente sui morsetti del ricevitore una resistenza variabile da 75 a 150 Ω.

Se si desidera ricevere la frequenza di 144 MHz esattamente sulla graduazione di 28 MHz del ricevitore occorrerà regolare la frequenza dell'oscillatore locale esattamente sui 116 MHz, quindi il quarzo dovrà oscillare sui 7733,333 kHz. Poichè questa frequenza non è normalizzata abbiamo scelto la più vicina.

1.3. - Regolazione

Naturalmente la migliore soluzione possibile sarebbe quella di possedere un vobbulatore ed un oscilloscopio. Il metodo è classico e noi non ne parleremo. Per chi non possiede tali strumenti descriveremo un metodo approssimato che può però essere sufficiente per i nostri scopi.

Conviene cominciare con L_8 ed L_9. Il condensatore di accoppiamento va soppresso, oppure lo si può ridurre al minimo se è regolabile. L_8 ed L_9 vanno regolate sui 30 MHz circa. Poi si ristabilirà C_3 aumentando progressivamente la sua capacità fino ad ottenere una banda passante da 28 a 30 MHz.

Lo stesso metodo si può seguire per L_4 ed L_5, però occorrerà regolare prima l'oscillatore. Per far ciò si cercherà di innescare l'oscillazione avvitando il nucleo di L_6. Poi si continuerà ad avvitare fino a fare scomparire l'oscillazione ed infine si ritornerà indietro fino a quando riappare l'oscillazione e ci si ferma subito dopo.

Poi si regolerà L_7 per mezzo del regolabile da 3-30 pF. Questa regolazione potrà essere ritoccata più tardi quando si dovrà ricevere una stazione debole.

I circuiti L_1 ed L_3 saranno regolati sui 145 MHz, ritoccando di tanto in tanto il regolabile da 0-3 pF di neutralizzazione. C_4 si deve però ricordare che in questo punto sia una capacità piccola, sia una grande possono dare delle oscillazioni. Bisogna quindi rimanere fra questi due limiti.

1.4. - I risultati

Se si alimenta questo convertitore con un generatore VHF modulato al 30%, la modulazione esce dal soffio non appena il livello di entrata raggiunge i 0,5 μV. Con una portante pura ed il B.F.O. del ricevitore in servizio si possono leggere i segnali con una tensione in entrata di appena 0,05 μV.

L'amplificazione misurata fra l'entrata a 75 Ω e l'uscita caricata con 75 Ω è leggermente superiore ai 60 dB.

Se il ricevitore è molto sensibile si potrà inserire dopo il convertitore un attenuatore oppure si potrà ridurre l'amplificazione del ricevitore.

Amici dei 144 MHz, provate questo convertitore, non ve ne pentirete.

2. - VERSIONE A TRANSISTORI

2.1. - Lo schema

Questo convertitore (fig. 8) comporta uno stadio in *AF*, uno stadio mescolatore ed un oscillatore a quarzo seguito da uno stadio moltiplicatore di frequenza oppure se lo si preferisse « un generatore di armoniche ».

Noi abbiamo adattato una tensione di alimentazione di 6 V pensando ad una eventuale utilizzazione a bordo di una autovettura. Poichè però il consumo totale non supera i 10 μA, è probabile che anche in questo caso si adotti l'alimentazione a pila, infatti il collegamento alla batteria dell'auto comporta più delle complicazioni che delle economie.

Lo stadio in alta frequenza, montato con OC171, ha la base a massa. Un filtro di banda, inserito nel circuito collettore di T_1, assicura l'accoppiamento con il convertitore di frequenza (T_2), che viene alimentato attraverso la base. La tensione *AF*, fornita dall'oscillatore locale, viene applicata all'emettitore. Nel circuito del collettore si trova un trasformatore, accordato sulla frequenza di conversione, uguale in questo caso a 32 MHz. L'uscita del segnale avviene a bassa impedenza.

Per l'oscillatore è stato adottato, dopo qualche modifica, un circuito descritto nel n° 250 di *Toute la Radio* è per questo che al posto degli OC170 si trovano gli OC171 di impiego molto più elastico. Abbiamo inoltre notato che una piccola capacità (8-10 pF) posta fra l'emettitore di T_3 e la massa migliora il funzionamento; anzi conviene sostituire questo condensatore con un variabile da 3-30 pF.

Lo stadio oscillatore a quarzo funziona in sovratono ed emette direttamente un segnale da 18.72 MHz.

Lo stadio moltiplicatore di frequenza è equipaggiato con un OC170 (T_4); la base è alimentata con + 6 V attraverso una resistenza da 22 kΩ. Durante il funzionamento la base è positiva rispetto all'emettitore e solamente le punte negative riescono a sbloccare la corrente di collettore; con ciò si ottengono delle armoniche di livello relativamente alto.

Il circuito di collettore di T_4 è accordato su 112,32 MHz. Questo circuito deve essere il più selettivo possibile al fine di eliminare le altre armoniche dell'oscillatore; esso è quindi realizzato con poche spire e molta capacità. Il collettore di T_4 è collegato ad una presa della bobina e l'emettitore di T_2 ad un'altra presa posta più vicina alla massa in modo da ridurre lo smorzamento di L_6.

Apriamo una parentesi per ricordare che in un oscillatore a sovratono il quarzo non oscilla sulla sua frequenza fondamentale, ma direttamente su una armonica dispari della fondamentale.

Disponendo un ricevitore vicino all'oscillatore non si dovrebbe sentire niente sulla frequenza del quarzo (6,240 MHz), nè sulla seconda armonica (12,48 MHz), ma solo sui 18.72 MHz e sulle armoniche di questa frequenza.

2.2. - Realizzazione pratica

Il circuito è montato su un telaio di rame da 55 × 120 mm. Tutto il materiale vi trova posto comodamente e gli appassionati della miniatura potranno fare un telaio più piccolo ancora. Il polo negativo dell'alimentazione viene collegato al telaio e ciò permette di semplificare il montaggio, in quanto si rendono inutili i disaccoppiamenti; del resto anche tutte le bobine, ad eccezione di L_3, hanno uno dei capi a massa.

Durante le prove pratiche si è dimostrato che è conveniente accordare tutti i circuiti con dei condensatori. L'uso dei nuclei magnetici non apporta alcun vantaggio.

L'emettitore di T_1 è alimentato attraverso una resistenza avvolta da 300 Ω che assolve anche la funzione di bobina di blocco e di resistenza di stabilizzazione.

Il condensatore regolabile CV3 è un variabile da 0-6 pF che potrebbe essere sostituito in teoria con un fisso da 2,2 pF.

La bobina di blocco dello stadio oscillatore deve essere fortemente smorzata. Noi l'abbiamo realizzata avvolgendo una cinquantina di spire di filo da 15 centesimi su una resistenza di carbone da 2.200 Ω e 1W. L'impiego di una resistenza avvolta di tipo semplice garantisce una minore stabilità.

Il circuito di uscita è accordato sui 32.5 MHz. L'accordo è ottenuto per mezzo di un condensatore fisso ed un nucleo magnetico. Questo circuito è protetto da uno schermo da 20 × 20 mm.

2.3. - Risultati

Con un ricevitore di tipo medio ed un generatore VHF modulato al 30% si è misurata un'amplificazione di 22 dB. In termini pratici ciò corrisponde ad una sensibilità utile (segnale appena udibile) di 0,5 μV.

2.4. - Varianti possibili

La sostituzione dei transistori OC171 dello stadio A.F. e del mescolatore con dei transistori AF102 della Radio Technique ha portato un netto miglioramento delle caratteristiche funzionali. Infatti in questo caso la sensibilità, intesa nel senso predecentemente descritto, è passata a 0,15 μV con portante modulata ed a 0,05 μV in telegrafia.

La sostituzione dell'OC171 dello stadio mescolatore non ha comportato alcuna difficoltà; non così con lo stadio in AF. Abbiamo infatti dovuto ritoccare il valore delle resistenze del ponte (portandole a 4,7 kΩ e 47 kΩ) al fine di ridurre una violenta autooscillazione.

Queste prove sono state fatte in modo molto affrettato, è quindi probabile che si potrebbero migliorare ulteriormente i risultati da noi raggiunti, per esempio, studiando meglio l'adattamento dei circuiti accordati. *A*

dott. ing. Americo Piazza

La registrazione stereofonica su nastro magnetico*

Ecco una discussione approfondita dei pregi dei sistemi di riproduzione su nastro a quattro piste dedicata a coloro che hanno intenzione di acquistare un registratore stereofonico.

La RIPRODUZIONE e la registrazione stereofonica comportano certe questioni particolari, oggetto del presente articolo. Gli argomenti qui discussi sono la stereofonia a 4 a e 2 piste, il caricatore per nastro, la coordinazione dei due canali e la conversione per la stereofonia.

1. - STEREOFONIA A 4 PISTE

Alla sua prima apparizione il nastro stereofonico impiegava la stessa disposizione della pista come nastro mono mezza pista, (fig. 1*a*), tranne che la pista inferiore (per un nastro che scorra da sinistra a destra) veniva usata per il secondo canale. In origine per registrare e riprodurre incisioni su nastro stereofonico a 2 piste veniva impiegata disposizione a testine sfalsate (fig. 1*b*), ma ciò dette luogo alla fine ad una testina singola allineata (fig. 1*c*). La disposizione a testina oscillante impiegava due testine mono di tipo convenzionale, distanziate di cm. 3,2 circa e allocate in modo che la finestra di una testina coprisse la pista superiore, mentre la finestra dell'altra testina coprisse a sua volta la pista inferiore. L'uso di testine separate consentì la regolazione singola dell'azimut di ciascuna finestra, assicurando la massima risposta dei toni bassi in ciascun canale; ed evitò il problema dela diafonia tra le testine, precisamente la presenza del segnale sinistro nella testina destra e viceversa.

Le migliorie, dovute alle più perfezionate tecniche costruttive, hanno dimostrato che la testina allineata rappresenta un dispositivo sicuro e di costo non eccessivo. Di conseguenza la disposizione a testine sfalsate, per natura grossolana, divenne inusitata e così pure i nastri registrati con questo metodo. In verità non fu agevole usare una testina « in linea » per riprodurre un nastro con uno scostamento di cm 3,2 tra i canali, corrispondente a una differenza di tempo di 1/6 di secondo a 19 cm/sec e di 1/3 di secondo a 8,5 cm/sec.

Il nastro stereofonico a due piste incontrò per motivi economici per il nastro stesso e pratici per il suo funzionamento. Nel caso di funzionamento mono a mezza pista si potrebbe registrare o riprodurre il nastro in una direzione, invertire le bobine e riprendere prontamente il funzionamento nell'altra direzione. Ma la stereofonia a due piste consentì di impiegare il nastro soltanto in una direzione e, ciò in modo particolare nelle applicazioni commerciali. Nel caso del nastro preregistrato il nastro stesso comporta un maggior costo, mentre nel caso di un disco fonografico il costo del materiale (vinilite) incide solo per poche lire. Inoltre un nastro a due piste ha bisogno, dopo la sua registrazione o riproduzione, d'essere riavvolto per riportarlo sulla propria bobina origi. nale. Ciò non succede invece nel caso del nastro mono a mezza pista, in cui circa la metà delle larghezza del nastro viene registrata in una direzione e l'altra metà nella direzione opposta.

La sezione « alta fedeltà » è redatta a cura del dott. ing. Antonio Nicolich.

(*) Di HERMANN BURSTEIN; tradotto da *Audio* novembre 1960, pag. 32.

A monoaurale a mezza pista — B testine stereofoniche sfalsate a due piste — C testine stereofoniche in linea a due piste

Fig. 1 - Configurazioni della testina per nastro monoaurale a mezza pista e per nastro stereofonico a due piste.

Fig. 2 - Nastro stereofonico a quattro piste.

Fig. 3 - Perdite di segnale dovute ad errato allineamento a 7500 Hz con velocità di nastro di 19 cm/sec.

La fig. 2 mostra in qual modo la registrazione stereo a quattro piste abbia risolto i problemi economici del nastro e pratici di funzionamento. Si registrano (e si riproducono) le piste uno e tre, e, dopo aver invertito le bobine, si registrano le piste quattro e due nell'altra direzione.

Il nastro a quattro piste in confronto a quello a due piste presenta quale svantaggio maggiore una riduzione del rapporto segnale-rumore. In quello a quattro le piste sono all'incirca metà della larghezza di quello a due, cosicchè la quantità di segnale che viene registrata presenta una riduzione in proporzione. Conseguentemente il livello del segnale che si ottiene nella riproduzione di un nastro a quattro piste è di circa 6 dB inferiore al segnale che si ottiene da una nastro a due piste. Ciò significa che il rapporto del segnale audio rispetto al rumore e al ronzio prodotto dai componenti elettronici del registratore a nastro si riduce di 6 dB.

Tuttavia si stanno trovando le vie di uscita a questo problema. Per prima cosa i complessi elettronici a nastro tendono oggi ad essere meno rumorosi di quelli di ieri per le migliorie introdotte nella progettazione dei circuiti, nelle valvole o nei transistori. Con uno studio accurato è inoltre possibile per una data quantità di segnale registrato sul nastro costruire testine di riproduzione con livello d'uscita maggiore. In terzo luogo si sono ottenute continue migliorie nella qualità dei nastri ed è ragionevole credere che col tempo migliorerà anche il livello di segnale che è possibile registrare sul nastro senza aumentare la distorsione o altri effetti non desiderati. Per riassumere, possiamo prevedere che in definitiva si otterrà col nastro a quattro piste un rapporto segnale-rumore prossimo al rapporto ottenuto in passato col nastro a due piste.

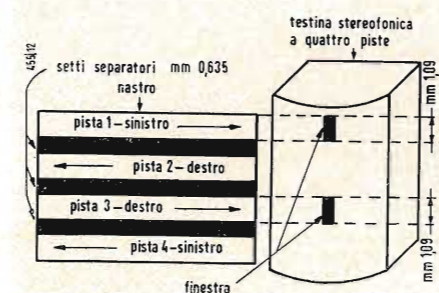
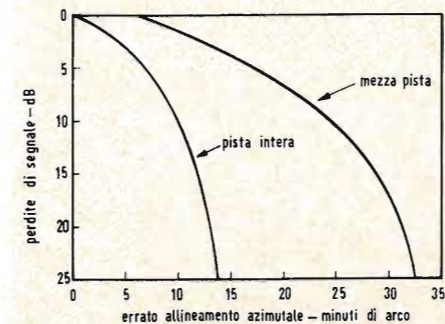
D'altro canto il nastro stereofonico a quattro piste presenta rispetto a quello a due piste due vantaggi positivi. Uno consiste nel fatto che con la diminuzione della larghezza del nastro l'allineamento azimutale diventa meno critico, riducendo quindi « il pianto » dovuto ai lievi scostamenti dall'azimut esatto. La fig. 3 illustra i vantaggi che si ottengono restringendo la pista. In essa sono messe a confronto le perdite azimutali per una registrazione mono a mezza pista con quelle per una registrazione a pista piena. È ovvio che per le pista più stretta è, relativamente, molto più tollerabile l'inesatto allineamento azimutale. I vantaggi che si ottengono passando dalla stereofonia a due piste a quella a quattro sono paragonabili con quelle indicate in fig. 3.

Il secondo vantaggio del nastro a quattro piste consiste nel maggior distanziamento tra le due finestre della testina in linea. Ne consegue che può esservi un distanziamento maggiore tra le due sezioni della testina con il risultato di avere una minore diafonia. Il confronto tra le fig. 1*c* e 2 mostra che tra le finestre di una testina stereofonica a due piste esiste una distanza pari a mm 1,27, mentre quella tra le finestre di una testina a quattro piste è di mm 2,36.

Sebbene si dica che i nastri stereofonici a quattro piste avranno il sopravvento su quelli a due piste, rimarrà il problema della riproduzione dei nastri a due piste di un certo valore acquistati o registrati nel passato. I fabbricanti di registratori cercano quindi di rendere possibile la riproduzione dei nastri stereofonici a due piste con testine a quattro piste. Il problema consiste nel fatto che la finestra inferiore della testina a quattro piste non giace completamente nell'area registrata della pista inferiore di un nastro a due piste. Ciò è reso evidente in fig. 4. Il fatto che parte della finestra inferiore copra dello spazio non registrato comporta una uscita minore sulla pista inferiore con una conseguente riduzione del rapporto segnale-rumore.

Alcuni fabbricanti di registratori hanno finito per accettare per uno dei canali tale limitazione nel rapporto segnale-rumore. Altri invece hanno provveduto ad incorporare un dispositivo meccanico che consente un movimento verso l'alto e verso il basso della testina. Per il nastro a quattro piste, che scorra da sinistra a destra, la testina viene spostata verso l'alto. La stessa viene invece spostata verso il basso nel caso del nastro a due piste. Nel movimento della testina verso l'alto o verso il basso c'è però il pericolo di alterare l'allineamento azimutale. Di conseguenza in alcuni registratori di prezzo elevato è stata introdotta una testina separata per la riproduzione dei nastri a due piste.

La maggior parte dei registratori di tipo domestico impiegano la stessa testina tanto per la registrazione che per la riproduzione. Necessariamente tali registratori permettono tanto la registrazione che la riproduzione a quattro piste. Tuttavia i registratori più pregiati impiegano solitamente testine separate per la registrazione e per la riproduzione. Alcuni di esse impiegano testine di registrazione a due piste, mentre altri hanno testine di registrazione a quattro piste. Sembrerebbe quindi che con tutti i registratori di tipo domestico sia possibile la registrazione a quattro piste.

(Per inciso è interessante osservare che la testina a quattro piste rende possibile il funzionamento « mono » a quattro piste, raddoppiando di conseguenza la durata della riproduzione ottenibili

nastro stereofonico a due piste

testina stereofonica a quattro piste

pista 1 - sinistro

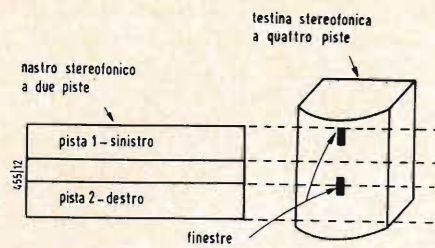
pista 2 - destro

finestre

Fig. 4 - Disaccoppiamento tra la finestra inferiore di una testina a quattro piste e la pista inferiore di un nastro stereofonico a due piste.

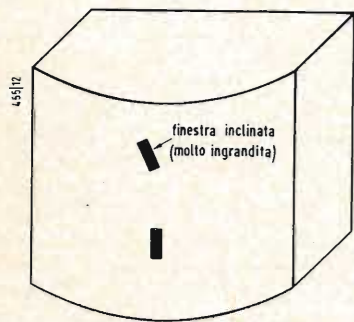



Fig. 5 - Testina stereofonica con finestra inclinata.

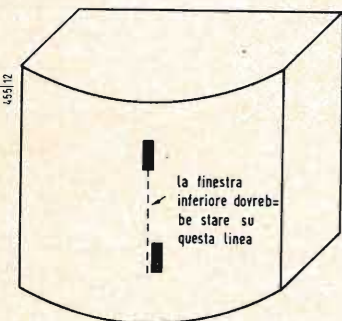



Fig. 6 - Testina stereofonica con finestra spostata.

da una bobina di nastro. La sequenza nella registrazione o nella riproduzione è: pista uno, quattro, tre, due. Con particolari accorgimenti di commutazione alcuni registratori traggono grande vantaggio da questa possibilità. La commutazione deve poter soddisfare quanto segue: 1) nella registrazione deve incanalare il segnale d'ingresso prima a una sezione della testina (per le piste uno e quattro) e quindi all'altra sezione (per le piste tre e due). 2) Durante la registrazione deve contemporaneamante escludere la corrente di polarizzazione dalla sezione della testina di registrazione non in funzione ed escludere la corrente di cancellazione dalla sezione della testina di cancellazione non in funzione. 3) Nella riproduzione deve incanalare il segnale prima da una sezione della testina e poi dall'altra sezione a uno degli amplificatori di riproduzione. Se si impiega un nastro a doppia riproduzione da 4,75 cm/sec, è possibile registrare su una bobina da 18 cm un programma della durata di 17 ore.

2. - IL CARICATORE STEREO

Da tempo la meta dei fabbricanti di nastri è stata quella di semplificare la riproduzione del nastro preregistrato al punto di renderla facile quanto lo è quella di un disco fonografico. Per questa ragione si è introdotto il caricatore a nastro. Primo fra i caricatori a comparire è stato quello della RCA, il quale alloggia il nastro in un involucro in plastica con aperture che permettono che il nastro si metta in contatto con le testine, il tamburo e le guide. Basta mettere semplicemente il caricatore nella giusta posizione su un registratore a tale scopo studiato e premere un pulsante; il registratore si avvia senza che sia neccassario che l'operatore tocchi il nastro. Alcuni riproduttori a caricatore sono studiati in modo da arrestare il nastro dopo la sua riproduzione in una direzione, mentre ce ne sono altri che invertono il nastro e tronano a riprodurlo nella direzione opposta contro un'altra testina, dopodichè il nastro si ferma automaticamente.

Il caricatore della RCA può contenere fino a 180 m di nastro, che a 19 cm/sec consente un tempo massimo di riproduzione pari a 32 minuti se il nastro funziona nelle due direzioni. Ma per poter sostenere la concorrenza del disco stereofonico, il caricatore stereo deve poter riprodurre un programma di almeno un'ora. A tal fine si rende necessario ridurre la velocità del caricatore a 9,5 cm/sec. Per concludere possiamo dire che il caricatore della RCA si addice perfettamente alla velocità di 9,5 cm/sec.

Per fortuna le migliorie tecnologiche, nelle testine e negli altri componenti, fanno sì che è possibile ottenere una buona fedeltà alla velocità di 9,5 cm/sec. Ne consegue che il caricatore a nastro mostrerà d'essere un mezzo adatto a rendere popolare il nastro preregistrato. Mentre la velocità di 9,5 cm/sec può non essere (ancora) adatta per una vera alta fedeltà, essa è purtuttavia ancora abbastanza idonea a dare una piacevole riproduzione di musica alle molte persone in possesso di sistemi sonori di prezzo modico e che non richiedono, in fatto di qualità, il meglio di quanto il mercato è in grado di dare. D'altro canto, per coloro che richiedono il meglio, sembra che per un certo tempo ancora si impiegherà la velocità di 19 cm/sec, combinata con la registrazione stereofonica a quattro piste su bobine aperte.

Alla velocità di 9,5 cm/sec è possibile oggi, per le testine di riproduzione con finestre estremamente piccole, contenere la risposta di frequenza sostanzialmente fino a 15.000 Hz, in stretta competizione, sotto questo punto di vista, con il sistema a 19 cm/sec.

Per quanto concerne la distorsione e il rapporto segnale-rumore si deve far notare che le registrazioni a 9,5 cm/sec hanno velocità molto bassa rispetto a quelle a 19 cm/sec. Per ottenere la risposta fino a circa 15.000 Hz con velocità di 9,5 cm/sec è necessario ridurre la corrente di polarizzazione alla testina di registrazione rispetto a quella impiegata a 19 cm/sec con conseguente riduzione del pianto dovuta alla cancellazione della polarizzazione. La diminuzione della corrente di polarizzazione comporta un aumento della distorsione. Tale aumento può essere compensato abbassamdo il livello di registrazione. Ma quest'ultima misura comporta una minor quantità di segnale sul nastro e perciò un minor rapporto segnale-rumore nella riproduzione. Normalmente in pratica si accetta un compromesso basato su un certo aumento in distorsione ed una certa diminuzione nel rapporto segnale-rumore. Secondo quanto asserito in precedenza, la risposta a 15.000 Hz è possibile a 9,5 cm/sec. Ma per ottenere tale risposta, è necessario, rispetto alla velocità di 19 cm/sec, prestare maggiore attenzione ai seguenti fattori negativi: finestra troppo larga nella testina di riproduzione, inesatto allineamento azimutale, « povertà » di nastro relativo al contatto della testina a causa di sporcizia, nastro fragile, cuscinetti di pressione mal regolati, ecc., eccessiva corrente di polarizzazione alla testina di registrazione, equalizzazione di registrazione o di riproduzione impropri.

Mentre la velocità di 9,5 cm/sec si è dimostrata dopo molti tentativi e solo di recente capace di dare buone prestazioni, la velocità di 4,75 cm/sec è ferma sulle sue posizioni perchè la sua « concorrenza » possa essere seriamente presa in considerazione. L'ulteriore riduzione in velocità renderebbe ancor più economici i nastri preregistrati e

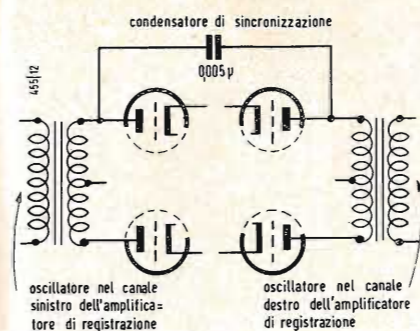



Fig. 7 - Modo di sincronizzare le frequenze dei due oscillatori di polarizzazione.

Fig. 8 - Complesso di conversione a quattro piste.

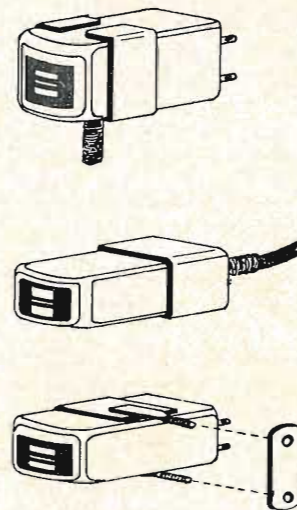



Fig. 9 - Vari sistemi di montaggio della testina per la conversione stereofonica a quattro piste.

permetterebbe che i caricatori a nastro e i riproduttori a caricatore fossero più compatti. Seguendo questo principio la CBS e la 3M hanno recentemente dato l'annuncio di un caricatore a nastro che funziona alla velocità appunto di 4.75 cm sec. Mentre si presume che la produzione commerciale potrà iniziarsi tra alcuni anni, le dimostrazioni delle possibilità di ottenere buoni risultati a questa velocità sono state convincenti. Per di più l'apparecchio studiato per riprodurre questo tipo di caricatore aveva un meccanismo di cambio incorporato, ponendo in tal modo il nastro completamente alla pari con il disco fonografico in quanto a semplicità e praticità di funzionamento.

Si può aggiungere che alcuni registratori a nastro aperto hanno di già la velocità di 4.75 cm/sec. Pur non avendo le pretesa di dare un'alta fedeltà a questa volocità, i risultati sono sorprendentemente buoni. Per esempio, essi possono riprodurre musica « di fondo » o « per trattenimenti » con risultati del tutto soddisfacenti nei casi in cui la presenza di altri suoni rende superflua una riproduzione ad alta fedeltà. Il caricatore a 4.75 cm/sec si propone però di arrivare ad un miglioramento nel senso di elevarne la qualità a questa velocità per soddisfare almeno il minimo di alta fedeltà.

3. - COORDINAMENTO DEI CANALI

Un problema particolare dei registratori stereofonici è quello di coordinare adeguatamente i due canali. Questo problema può riguardare il fabbricante, l'utente, o, in parte, entrambi.

1) *Co-linearità delle finestre della testina stereofonica.* — Nella fabbricazione di una buona testina stereofonica uno dei problemi principali è quello di assicurare che le finestre siano esattamente sulla stessa linea retta. Se una finestra è inclinata rispetto all'altra, come rappresentato in fig. 5, non è allora possibile ottenere simultaneamente l'azimut esatto su entrambi i canali. Se una finestra è spostata rispetto all'altra, come rappresentato in fig. 6, allora la relazione di tempo tra i segnali sinistro e destro verrà alterata. Mutamenti estremamente piccoli nella relazione di tempo possono secondo alcuni esperti alterare l'effetto stereofonico in modo significativo.

2) *Livello di riproduzione uguali.* — Una sezione di una testina di riproduzione stereofonica può dare un segnale di alcuni dB maggiore dell'altra per uno stesso livello di segnale registrato sul nastro. Oppure un amplificatore di riproduzione può avere un guadagno maggiore dell'altro. Per determinare i relativi livelli di riproduzione su ciascun canale, mettere i comandi di guadagno di riproduzione nella posizione la più indicata per il loro uso e riprodurre un nastro di prova a pista piena. Confrontare i livelli con un voltmetro elettronico oppure ad orecchio, supponendo in quest'ultimo caso che i canali del resto del sistema audio siano bilanciati fino agli altoparlanti. Se il registratore non ha i comandi di guadagno della riproduzione separati, diventa allora necessario fare ricorso ai comandi di regolazione di livello d'ingresso, se esistono, dell'amplificatore del sistema audio per rendere i segnali uguali. Se questi non esistono, deve essere allora impiegato per tale scopo il comando di bilanciamento dell'amplificatore stereofonico e prendere nota della posizione del comando di bilanciamento che dà luogo alla uguaglianza dei segnali nella riproduzione del nastro.

3) *Livelli di registrazione uguali.* — Alcuni registratori usano un indicatore, singolo e commutabile, di livello della registrazione per entrambi i canali, mentre altri impiegano indicatori separati per ciascun canale. Il fatto che entrambi gli indicatori diano la stessa lettura non significa necessariamente che si stia registrando lo stesso livello su ciascun canale del nastro. Per lo stesso segnale d'ingresso vi possono essere nel livello di registrazione differenze dovute alle variazioni tra le sezioni della testina di registrazione stereofonica. Oppure per lo stesso segnale d'ingresso gli indicatori di livello della registrazione possono dare ciascuno una lettura leggermente diversa.

Per controllare la uguaglianza del livello di registrazione e delle relative indicazioni fornite dagli indicatori di livello della registrazione si può ricorrere al seguente procedimento.

Ammettiamo che per un uguale segnale d'uscita sia già stata determinata la posizione dei comandi di guadagno della riproduzione. In ciascun ingresso di registrazione si immetta lo stesso segnale, proveniente ad esempio da un disco fonografico monoaurale. Si regolino i comandi di guadagno d'ingresso per le indicazioni uguali date dagli indicatori di livello di registrazione e si proceda alla riproduzione confrontando i segnali d'uscita con un voltmetro elettronico oppure ad orecchio.

Se queste uscite dovessero differire sostanzialmente, si ripeta il procedimento, dopo aver però, per il canale con il segnale più forte, portato indietro la posizione del comando di guadagno di registrazione. Si proceda quindi in tal senso finchè nei due canali i segnali di riproduzione non siano uguali. Si prenda infine nota delle indicazioni fornite dagli indicatori di livello della registrazione: ciò faciliterà la cosa in futuro.

4) *Risposta di frequenza uguale.* — Si può abbastanza facilmente eseguire un controllo per avere su ciascun canale una risposta di frequenza ragionevolmente uguale. A tal fine si registri

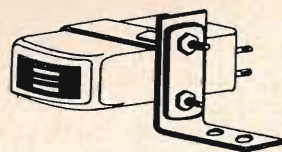



Fig. 10 - Montaggio « a sbalzo » della testina.

su entrambi i canali un disco monoaurale di elevata qualità; il disco deve essere di quelli che coprano sostanzialmente la gamma audio. Quindi nella riproduzione si confronti un canale con l'altro facendo la commutazione tra il segnale sinistro e quello destro, cosa d'altronde possibile per la maggior parte degli amplificatori stereofonici.

Se esiste una differenza palese nella risposta di frequenza fra i canali, ciò può essere dovuto a diversi fattori, quali le differenze nella equalizzazione, nella corrente di polarizzazione, nella larghezza della finestra della testina di riproduzione e nell'allineamento azimutale. Gli ultimi tre fattori menzionati sono quelli maggiormente responsabili del pianto.

5) *Frequenza di polarizzazione comune.* — È importante che su ciascun canale la frequenza di polarizzazione sia la medesima. La corrente di polarizzazione che attraversa una sezione di una testina in linea tende a « filtrare » in piccola quantità nell'altra sezione. Di conseguenza in ciascuna sezione esistono due correnti di polarizzazione anche se di grandezza diversa. Se le frequenze di queste due correnti sono diverse, si produrranno delle frequenze di battimento che vengono registrate sul nastro. Se il registratore stereofonico impiega amplificatori di registrazione separati per ciascun canale, ciascuno con una propria corrente di polarizzazione, diventa necessario sincronizzare queste frequenze così da renderle uguali. Per un tecnico audio questa è una cosa del tutto semplice. Come si vede dalla fig. 7, per ottenere la sincronizzazione si può collegare un condensatore a bassa capacità tra la placca di un oscillatore di polarizzazione e la placca dell'altro.

Ciò presume che le due fraquenze di polarizzazione siano in partenza abbastanza vicine, ossia all'incirca entro l'intervallo di 10.000 Hz.

6) *Diafonia.* — Il coordinamento tra i canali comporta in questo caso il mantenimento del segnale sinistro nel canale sinistro e di quello destro nel canale destro. Si può avere diafonia o per una errata posizione verticale della testina o a causa della fabbricazione stessa della testina. Nelle moderne testine di elevata qualità la diafonia nell'interno della testina è stata ridotta a proporzioni trascurabili con una opportuna schermatura delle sezioni o con altri accorgimenti costruttivi. La diafonia vera e propria insorge principalmente alle frequenze audio più alte, per cui la diafonia dovuta alla testina si manifesta con un suono metallico.

Fig. 11 - Rullo di guida usato nel tipo di montaggio « a sbalzo » della testina.

4. - CONVERSIONE PER STEREOFONIA

Quando si parla di conversione stereofonica di un registratore si vuole intendere una conversione da mono a stereo, oppure una conversione da stereofonia a due piste in una a quattro piste.

Nell'ultimo caso la conversione è di di solito del tutto semplice e riguarda la sostituzione della testina a due piste con una a quattro piste con la stessa disposizione di montaggio e possibilmente con l'aggiunta di uno o due componenti elettronici. Le fig. 8 mostra un complesso di conversione prodotto dalla AMPEX, che consente il passaggio dalla riproduzione stereofonica a due piste a quella a quattro piste.

La maggior parte dei fabbricanti di registratori offrono un proprio complesso di conversione. Se non lo fanno, è possibile acquistare una testina stereofonica da uno dei molti fabbricanti, tra i migliori dei quali ricordiamo BRUSH, NORTRONICS, SHURE e VIKING.

A volte le testine in commercio presentano una varietà di sistemi di montaggio a seconda dei diversi tipi di registratori. Ad esempio, vedi fig. 9, la NORTRONICS prevede tre tipi di montaggio che possono adattarsi alla maggior parte dei registratori oggi sul mercato. Per tutti gli altri registratori la stessa ditta prevede un quarto sistema di montaggio (vedi fig. 10) con l'aggiunta di una squadretta di fissaggio. In questo caso è necessario fissare la squadretta al coprinastro con viti autofilettanti. La squadretta ha fori ovalizzati che pemettono la scelta dell'esatta posizione verticale della testina rispetto al nastro. Piegando la squadretta si ottiene il regolaggio azimutale. Per assicurare il passaggio corretto del nastro attraverso la testina, quando come in questo caso si ricorra al montaggio « a sbalzo » della testina, è consigliabile prevedere anche un rullo guida-nastro del tipo illustrato in fig. 11.

Se il registratore è di tipo monoaurale, non solo è necessaria l'applicazione di testine stereofoniche (compresa una testina stereofonica di cancellazione), ma occorrono pure i circuiti eletronici per il secondo canale.

Se il registratore può effettuare soltanto la riproduzione, almeno in stereofonia, è possibile che non sia necessario acquistare un secondo amplificatore di riproduzione, in quanto la maggior parte degli amplificatori stereofonici hanno un ingresso per la regolazione diretta del segnale proveniente da una testina. Ma se si desidera sia incidere che riprodurre nastri stereofonici, allora è necessario l'acquisto di un secondo amplificatore di registrazione, che possieda per il secondo canale l'amplificazione e l'equalizzazione richieste. Amplificatori di tal genere vengono costruiti da diversi fabbricanti e sono failmente reperibili sul mercato. Secondo quanto precedentemente discusso, quando si impieghino per ciascun canale amplificatori di registrazione separati, è necessario sincronizzare i loro oscillatori di polarizzazione allo scopo di evitare le note di battimento.

A

dott. ing. Antonio Contoni

Il sistema MF stereofonico della General Electric*

Questo articolo spiega, in forma abbreviata, il sistema stereofonico a MF della General Electric, ed è dovuto ai due autori che sono i tecnici che lo hanno realizzato. Viene poi data la descrizione di un adattatore stereo ad un solo tubo elettronico.

LE CARATTERISTICHE fondamentali del sistema di radiodiffusione stereofonica a MF adottata dalla F.C.C. sono: *a*) esso soddisfa a tutti i requisiti che la Commissione aveva formulato in precedenza, *b*) esso può funzionare con un adattatore ad un solo tubo e fornire suono stereofonico in unione con un sintonizzatore radio ed un amplificatore stereo.

Un esame delle caratteristiche del sistema date nella tabella I illumina rapidamente il lettore già introdotto circa le capacità del sistema adottato.

In particolare si fa riferimento alla completa separazione dei canali stereo (30 dB da 50 a 15.000 Hz) ed al mantenimento dei requisiti di distorsione vigenti per il sistema monofonico promulgati dalla F.C.C. il 20 aprile 1961.

Il trasmettitore (discusso dalla G.E. alla FCC il 28 ottobre 1960) può essere facilmente illustrato con riferimento allo schema a blocchi di fig. 1.

I segnali sinistro S e destro D vengono generati in modo convenzionale e poi preaccentuati separatamente prima di essere introdotti nella matrice, dove si producono la somma $(S + D)$ e la differenza $(S - D)$. Il segnale somma viene portato direttamente al modulatore MF in modo usuale per modulare in frequenza la portante principale, costituendo così una parte del segnale stereofonico e fungendo contemporaneamente da segnale monofonico compatibile. Il segnale $S - D$ viene addotto a un modulatore bilanciato, dove si generano bande laterali proporzionali sopra e sotto la frequenza di 38 kHz.

TABELLA I. — *Caratteristiche del sistema*

Canale principale:	audio $S + D$ (modulante in frequenza la potenza principale)
	Banda audio da 50 a 15000 Hz.
	Deviazione massima di frequenza della potenza principale 90%.
	Preaccentazione normalizzata 75 μsec.
Subcanale:	Subportante modulata in ampiezza a frequenza $S - D$ 38000 Hz portante soppressa (modulante in frequenza la portante principale).
	Banda audio da 50 a 15000 Hz.
	Deviazione massima della portante principale 90%.
	Portante pilota 19000 Hz (modulante in frequenza all'8÷10% la portante principale).
	Preaccentazione normalizzata 75 μsec.
Separazione fra i segnali sinistro e destro:	— 30 dB fra 50 e 15000 Hz.
Distorsione:	soddisfacente alle norme esistenti della *FCC*.

La subportante viene automaticamente soppressa, ma la banda laterale $S - D$ modula in frequenza la portante principale. Si osservi che la frequenza portante all'entrata del modulatore bilanciato proviene dalla duplicazione di frequenza l'entrata di un oscillatore a cristallo a 19 kHz. Un'uscita in parallelo ricavata dallo stesso oscillatore a 19 kHz perviene al modulatore MF e funge da portante pilota.

Il ricevitore funziona generalmente come illustrato nello schema a blocchi di fig. 1 ed è convenzionale all'uscita del discriminatore che viene ricavata prima di qualsiasi circuito di deaccentuazione. Il segnale $S + D$ produrrà in un ricevitore monofonico preesistente

(*) Di ANTAL CSICSATKA e ROBERT M. LINZ; tradotto da *Audio*, giugno 1961, pag. 24.

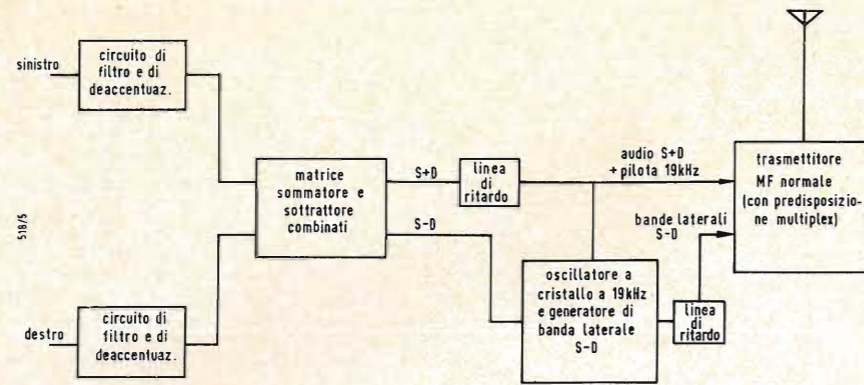



Fig. 1. - Schema a blocchi del trasmettitore stereo MF.

un programma compatibile, ma nel ricevitore stereofonico esso viene portato direttamente alla matrice. Le bande laterali $S - D$ e il segnale pilota che siano prossimi o sopra al campo normale di udibilità non dovranno essere uditi nel ricevitore monofonico.

Per contro, nel ricevitore stereo essi devono essere decodificati per produrre il segnale audio $S - D$. Ciò avviene quando il segnale pilita a 19 kHz viene filtrato e raddoppiato per ricostituire la subportante a 38 kHz, che a sua volta viene sommata con le bande laterali filtrate per generare la normale modulazione di ampiezza. Questo segnale viene rivelato per produrre l'audio $S - D$ per la matrice. Le uscite della matrice, dopo essere passate attraverso circuiti separati di deaccentuazione, divengono così i segnali stereofonici originali sinistro e destro.

Lo studio dello spettro dei segnali apparenti all'uscita del discriminatore aiuterà a comprendere il sistema. Tale spettro è mostrato in fig. 3. È qui indicato un programma monofonico o ciò che potrebbe essere normalmente il programma audio da 50 a 15.000 Hz, ed il segnale SCA (storecasting) con la subportante SCA a 67 kHz e la massima deviazione di 6,7 kHz secondo il programma SCA.

È anche indicato il segnale stereofonico che è costituito da una banda laterale inferiore da 23 a 38 kHz e da una banda laterale superiore da 38 a 53 kHz, più il segnale pilota a 19 kHz.

1. - COESISTENZA

La soppressione della portante e l'emissione di un segnale pilota subarmonico offrono notevoli vantaggi. Uno di questi consiste nell'effetto di coesistenza che acconsente la deviazione massima del 90% nel canale principale, ed ancora il 90% nel subcanale, il 10% rimanente in ciascun caso viene riservato per la portante pilota.

La coesistenza del segnale del canale principale $S + D$ e delle bande laterali generate $S - D$ è uno dei più interessanti ed impotanti aspetti del sistema recentemente adottato. A motivo di questo effetto, il 90% della normale deviazione può essere impiegata nel canale principale, ed anche nel canale secondario, perchè uno produce la deviazione di punta della portante principale, mentre l'altro è zero e viceversa. Allora l'ascoltatore monofonico percepisce una perdita segnale-a-disturbo inferiore di 1 dB.

Questo effetto di coesistenza si origina dal fatto che la somma di due variabili

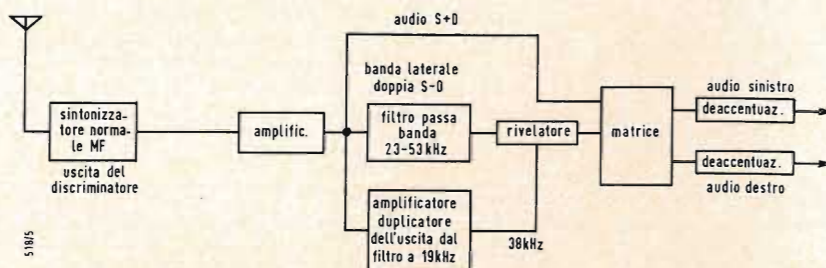



Fig. 2. - Schema a blocchi del ricevitore stereo MF.

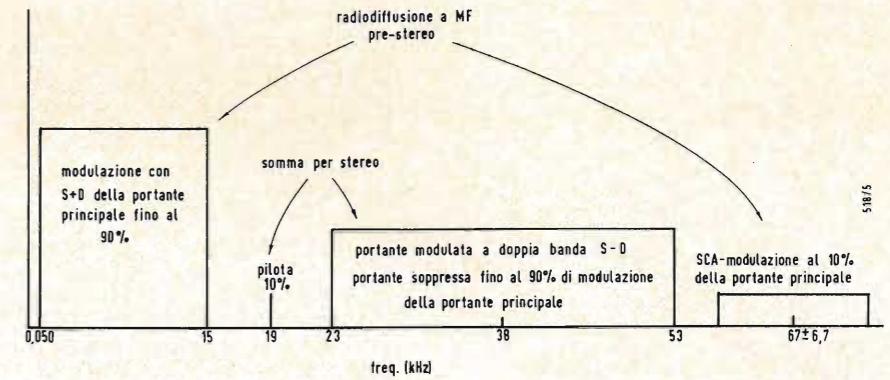



Fig. 3. - Spettro dei segnali apparenti all'uscita del discriminatore.

$(S + D)$ è alta quando la loro differenza $(S - D)$ è bassa e *viceversa*. Poichè l'ampiezza dell'inviluppo della banda laterale prodotta dal segnale $S - D$ è direttamente proporzionale a $S - D$, questa relazione fra la somma di due variabili e la loro differenza viene conservata e il canale principale ed il subcanale coesisteranno.

Forse riferendosi alla fig. 4 ci si aiuterà a comprendere e a sviluppare questo concetto. In (*A*) di fig. 4 è rappresentato il segnale S di entrata; (*B*) indica un impulso immaginario di onda quadra su R, usato a scopo dimostrativo; (*C*) dà il segnale $S + D$ (onda sinoidale + + impulsi); (*D*) dà il segnale $S - D$ (onda sinoidale — impulsi); (*E*) dà le bande laterali $S - D$ della subportante e (*F*) il segnale composto (meno il pilota a scopo dimostrativo) consistente nelle bande laterali $S + D$ e $S - D$, che saranno il segnale fornito al modulatore MF. Si osservi che la sua ampiezza di cresta non è maggiore dell'ampiezza di cresta delle bande laterali $S + D$ o

Fig. 4. - Coesistenza delle bande laterali $S + D$ e $S - D$.

$S - D$. Si osservi anche che vi è un avvallamento (provocato dall'impulso $- D$) nelle bande laterali $S - D$, mentre contemporaneamente si verifica un picco (provocato dall'impulso $+ D$) nel segnale $S + D$. Quando i due segnali si sommano per dare il segnale composto, il picco $S + D$ riempie il vuoto della banda laterale $S - D$.

Se la portante del sistema a subportante viene soppressa, il canale principale e i subcanali possono avere deviazioni di punta MF limitate solo dalla necessità di servire la portante pilota. Ora si può meglio spiegare un altro vantaggio offerto dal pilota a 19 kHz. Si noti che il pilota a 19 kHz cade in una zona ben distinta dell'uscita del discriminatore, con la banda laterale audio $S + D$, 4 kHz sotto e con le banda laterale a 4 kHz inferiore $S + D$ a 4 kHz al di sopra. Si tenga presente che ciò acconsente l'uso di circuiti di filtro relativamente semplici nel ricevitore per isolare il segnale pilota, in modo da poterlo duplicare per ricostituire la subportante. Questo è un gran pregio del sistema ed è uno dei principali motivi per cui è possibile impiegare un adattatore semplice ad un solo tubo.

2. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

La fig. 5 rappresenta lo schema elettrico di un circuito duplicatore che impiega un amplificatore duplicatore accordato per ricostituire la subportante partendo dal segnale pilota.

L'uscita del discriminatore alimentato da un sintonizzatore viene applicata alla griglia controllo dell'amplificatore 12AT7. Sull'anodo di questo tubo è presente un segnale di uscita amplificato, che viene applicato, attraverso un potenziometro regolatore d'ampiev-za e ad una linea di ritardo alla linea del segnale $S + D$ di entrata della matrice.

Il segnale di uscita del tubo 12AT7 viene anche attenuato da un divisore resistivo di tensione ed è applicato, attraverso un filtro passa banda all'entrata del rivelatore. Il filtro è accordato come passa banda da 23 kHz a 53 kHz col braccio in serie costituente un'antirisonanza alla frequenza SCA che per queste prove era di 67 kHz. Se nel filtro non fosse predisposta l'antirisonanza, si potrebbe udire un noioso disturbo provocato dalla miscelazione fra la subportante SCA a 67 kHz e le armoniche della subportante stereo.

Il segnale di uscita dal tubo 12AT7 viene anche addotto, attraverso una resistenza ed una capacità, al filtro del pilota, filtro accordato alla frequenza del segnale pilota, cioè a 19 kHz. La uscita del filtro è accoppiata alla griglia del secondo triodo del tubo 12AT7. Questo stadio lavora come amplificatore duplicatore. L'anodo è collegato a un circuito che è accordato alla frequenza doppia di quella del segnale pilota (ossia è accordato a 38 kHz).

Questo segnale duplicato in frequenza viene applicato, attraverso un secondario accoppiato alla bobina del circuito accordato, o attraverso una capacità, all'ingresso del rivelatore. Il rivelatore consiste in una coppia di raddrizzatori collegati all'entrata con polarità opposte, come mostrato in fig. 5. Le capacità e le resistenze del filtro sono rispettivamente collegate fra gli elettrodi dei rettificatori del rivelatore e la massa. Il circuito della matrice comprende il ponte a resistenze mostrato in fig. 5. È importante notare che la separazione stereo dipende dal grado di bilanciamento di questo ponte.

Il circuito di deaccentuazione comprende una comune resistenza ed una capacità costituenti la deaccentuazione normalizzata di 75 msec. I segnali di uscita, S e D, sono presi dopo la deaccentuazione.

Si noti che l'impedenza di uscita di questo dispositivo a un solo tubo è molto alta e che le perdite di inserzione si aggirano fra 6 e 10 dB. *A*

Fig. 5. - Circuito elettrico semplificato dell'adattatore a un solo tubo.

dott. ing. Pasquale Postorino

Amplificatore stereofonico da 8 W con dispositivo di bilanciamento originale*

Fig. 1 - Veduta esterna dell'amplificatore.

LO SCHEMA, qui sotto riportato, dell'amplificatore stereofonico 2x4 W della Radio-Voltaire, non ha bisogno di molti commenti. Le due entrate (P.U. stereo e sintonizzatore) sono commutabili a mezzo di un commutatore a 4 vie: stereo 1, stero 2 (inverso), mono e sintonizzatore.

Il comando di guadagno con correzione fisiologica è applicato direttamente alla griglia di una sezione del triodo ECC82. Fra i due triodi, è inserito un correttore di tono classico con potenziometri separati per i toni bassi ed acuti.

Dopo lo stadio di amplificazione proprio della seconda sezione della ECC82 si ha uno stadio finale con EL84.

Facciamo notare che la placca di quest'ultima è alimentata con alta tensione non filtrata. Il trasformatore d'uscita è un tipo speciale Audax con un secondario a 2 impedenze (2,5 e 5Ω). La controreazione è applicata ai due ultimi stadi a mezzo di resistenze da 1kΩ e

Sotto:
Fig. 2 - Schema dell'amplificatore TR284 stereo.

(*) Tradotto da *Revue du Son*, ottobre 1960, pag. 302.

47kΩ. Un invertitore, nel circuito secondario del trasformatore d'uscita, permette la messa in fase degli altoparlanti.

Questo invertitore è inserito, evidentemente, su un solo canale. Un secondo invertitore, accoppiato con i due canali commuta il secondario per adattarlo all'impedenza degli altoparlanti. I comandi di guadagno e di tono sono comuni ai due canali con potenziometri coassiali.

Le alte tensioni degli stadi di preamplificazione e della griglia schermo dello stadio sono filtrati e disaccoppiati separatamente per ogni canale.

1. - BILANCIAMENTO

È basato su un dispositivo originale e molto efficace per l'equilibramento degli amplificatori (bilanciamento).

Le valvole finali sono polarizzate « col meno », la tensione negativa è regolabile, dato che compare ai capi di un potenziometro pretarato di 250 Ω. Questa tensione è applicata al cursore di un potenziometro lineare di 500 kΩ, le estremità del quale sono collegate alle griglie delle EL84. Spostando il cursore si modifica la polarizzazione dei tubi e così, mentre la tensione applicata ad uno di essi aumenta, la tensione applicata all'altro diminuisce della stessa quantità.

2. - PRESENTAZIONE

L'amplificatore è montato in una cassetta a visiera.

Sul davanti, troviamo, da sinistra a destra, il comando del bilanciamento, quello dei bassi, quelli degli acuti in combinazione con l'interruttore di rete il potenziometro del volume ed infine il commutatore d'entrata.

Sulla parte posteriore si trovano disposti: in alto, le boccole per il collegamento degli altoparlanti; sotto, l'invertitore di fase e il commutatore d'impedenza. Infine, in basso a sinistra, le tre entrate e, all'estremità destra, il commutatore di tensione ed il fusibile.

Questo apparecchio, fornibile in pezzi staccati, può, su domanda, essere approntato per essere dotato di un trasformatore d'uscita Supersonic. *A*

Fig. 3 - Veduta interna dell'amplificatore.

Presso la FERRANTI LTD., ad Edimburgo, sono stati approntati 24 paraboloidi aventi diametro di 1,80 m destinati a un sistema di telecomunicazioni ad impulso per un ponte a microonde della BRITISH PETROLEUM. Il ponte a microonde che lavorerà nella banda dei tre centimetri, collegherà i capisaldi di alcuni impianti nel Golfo Persico.

0301 - *Sig. G. Cecatto - Roma*

D. Vi ringrazio per avermi inviato i valori di *R* e *C* dell'amplificatore alta fedeltà AG9014 della PHILIPS, però, da quell'elenco non è facile trovare il sistema per individuare i singoli elementi.
Prima di scriverVi avevo chiesto alla Philips di Roma questo schema e purtroppo ne erano sprovvisti non avendoli ancora ricevuti da Milano.
Pertanto Vi prego cortesemente di volermi aiutare nel modo da Voi ritenuto migliore per avere il giusto schema con i valori.
R. Riceviamo la Sua lettera ancora sull'amplificatore Philips AG9014.
Come Le avevamo promesso con la ns. in data 12-5-61, oggi che la Philips ci ha gentilmente inviato lo schema in oggetto, completo della numerazione di riferimento e dei valori di *R* e *C*, abbiamo il piacere di inviarglielo. Le consigliamo di attenersi all'unito foglio che rappresenta il documento definitivo e più degno di fede.
Ormai non dovrebbero più esistere difficoltà nella realizzazione del mod. AG9014.

(a.f.)

0302 - *A. Gambardella - Firenze.*

D. Avendo letto, (*alta fedeltà*, febbraio 1961, n. 2) qualcosa di specifico relativamente al sistema « Galaxi II » della Jensen ed avendo chiesto alla Larir il prezzo e con quale amplificatore usare il « Galaxi III », mi è stato inviato un catalogo che illustra vari tipi di amplificatori di Case diverse (Fisher, Harman Kardon, Bell Sound ecc.); ma non sono in grado di formulare un giudizio.

Vorrei, pertanto, un vostro consiglio su quanto segue:

Premetto che la stanza, di cui dispongo e che, essendo vuota, potrei arredare in funzione del migliore ascolto, misura metri 4 × 3,75 × 3,30. Le pareti più lunghe (m 4), divisorie in mattoni forati e intonacate, non hanno aperture. Delle altre 2, lunghe m 3,75, sull'una si apre, incardinato allo spigolo destro, l'uscio d'ingresso, sull'altra si trova una finestra, posta a 80 cm dal pavimento ed a 30 cm dal soffitto, a 80 dalla parete di destra ed a 155 da quella di sinistra.

1) È consigliabile, per un tale ambiente, il sistema Galaxi della Jensen? e, precisamente, quale è preferibile: il Galaxi II (woofer di 8") o il Galaxi III, (woofer di 12")?

2) Con quale dei seguenti amplificatori, descritti nel catalogo inviatomi dalla Larir,

Fig. 1/0301

si avrebbero le magggiori e migliori prestazioni:
— Fisher X100 (18 W per canale e uscita per il 3° canale).
— Harman Kardon mod. Ballada A230 (15 W per canale).
— Bell Sound mod. 2420 (17 W per canale).
— Bell Sound mod. 2440 (22 W per canale).
Oppure se il sistema richiede maggiore potenza:
— Fisher X202 (25 W per canale).
— Bell Sound mod. 6060 (30 W per canale).
— Altec mod. 353 A (25 W per canale).

3) Quale potrebbe essere la più razionale ed utile sistemazione del complesso, in vista di un eventuale successivo completamento?

4) Se le dimensioni della stanza, la soluzione con a base il sistema Galaxi fosse da scartarsi, quale altra potreste consigliarmi i cui risultati fossero tali da giustificare la spesa?

R. Il sistema di altoparlanti a satellite tipo Galaxy è adatto anche ad un ambiente di comune abitazione. Trattandosi che il suo locale è relativamente poco vasto è sufficiente il Galaxy II con altoparlante da 21 cm. Tra gli amplificatori consigliatile dalla Larir, riterremo più adatto il Bell modello 2420, la cui potenza 2 × 17 W è esuberante per un ambiente domestico; sarà perciò opportuno non farlo lavorare a piena potenza (salvo nelle punte di modulazione), anche per non sovraccaricare gli altoparlanti.

Per la disposizione dei componenti, conviene disporre il mobile dell'altoparlante dei bassi (unità centrale del Galaxy) al centro della parete di 4 m di sinistra (cioè più lontana dall'uscio e dalla finestra) senza aperture; i due satelliti disposti simmetricamente rispetto all'unità centrale, distanziati tra loro di 3 m circa e appesi al muro ad un'altezza di circa 1,80 m dal pavimento con angolazione tale da acconsentire la riflessione sulle pareti lunghe 3,75 m.

Lungo la parete di fronte agli altoparlanti si devono disporre le poltrone, o il divano o le sedie per gli ascoltatori. È bene che l'amplificatore col giradischi sia posizionato vicino alla poltrona dell'operatore per evitare a questa persona di spostarsi eccessivamente.

Il tavolo o lo scaffale che accoglie l'amplificatore col giradischi dovrà presentare dei ripiani per collocarvi in un secondo tempo il registratore a nastro, il sintonizzatore, i microfoni per l'eventuale registrazione col pianoforte, o con altri strumenti musicali o infine con la voce. Le varie sorgenti di programma devono essere vicine tra loro per evitare lunghi collegamenti, da eseguirsi in ogni caso con cavetto schermato a bassa capacità. *(a.f.)*

0303 – *A. Giarda – Torre Annunziata (NA)*

D. Ho letto con vivo interesse (*alta fedeltà*, marzo 1961, n. 3,) l'articolo « Amplificatori Hi-Fi di bassi ed acuti » di F. R. Berkey a cura del Dott. Ing. G. Baldan. Mi fareste cosa assai gradita se mi forniste i valori dei componenti dell'amplificatore, del quale riproducete lo schema, dato che intendo costruirlo.

Inoltre gradirei essere consigliato in merito ai trasformatori di uscita che giudicate più adatti; desidererei cioè conoscere quale Ditta potrebbe fornire ed approssimativamente quale sarebbe la spesa in modo particolare per quanto concerne l'ultralineare.

R. La « Posta » ci rinvia la risposta alla sua domanda per insufficienza di indirizzo. Effettivamente Ella non ci comunicò il numero della sua abitazione.

Riportiamo qui sotto il testo della lettera che Le inviammo molti mesi or sono, comprese l'elenco dei componenti che Le interessa.

Il trasformatore di uscita ultralineare più adatto è il TO-300 Acrosound: 6.600 Ω tra placca e placca, 20 W, fra 20 Hz e 30 kHz, oppure fra 40 W fra 30 Hz e 20 kHz risposta entro ± 1 dB fra 10 Hz e 100 kHz, corrente max 150 mA, esso è reperibile presso la LARIR - Milano, P.zza 5 Giornate, 1 - il suo prezzo non ci è noto, ma pensiamo che si aggiri sulle 20.000 lire.

Anche la HIRTEL, Torino, via Beaumont, 42 tratta trasformatori di uscita di alta fedeltà. Prezzi decisamente minori offre la GELOSO, Milano, v.le Brenta, 29.

Queste Ditte possono fornirle anche il trasformatore T_1, che però non ha particolari esigenze.

Ecco l'elenco dei resistori e dei condensatori relativi allo schema (*alta fedeltà*, marzo 1961, n. 3, pag. 84, fig. 4):

R_1, R_9 = 27 kΩ 1/2 W (per R_1 *v.* testo); R_2 = 800 Ω 1/2 W; R_3 = 1,5 kΩ; R_4, R_{30} = = 1 MΩ 1/2 W; R_5, R_6, R_7, R_8, R_{13}, R_{28} = = 100 kΩ 1/2 W; R_{10}, R_{15}, R_{26}, = 500 kΩ potenziometro; R_{11} = 500 kΩ 1/2 W; R_{12}, R_{16}, R_{27} = 1 kΩ 1/2 W; R_{14}, R_{29}, = 330 kΩ 1/2 W; R_{17}, R_{16}, R_{32} = 47 kΩ 1/2 W; R_{19}, R_{22}, R_{24}, R_{35}, R_{36} = 0,27 MΩ 1/2 W;R_{29} = = 1/2 W; R_{21}, R_{37} = 250 Ω, 10 W a filo; R_{25}, R_{34} = 10 kΩ 1/2 W; R_{31} = 27 kΩ 1/2 W; R_{35} = kΩ 1/2 W; R_{38} (v. testo).

C_1, C_{14} = 0,05 μF 400 V; C_2 = 2.000 pF 400 V; C_3 = 400 pF 400 V; C_4, C_5, C_{10}, C_{15} = = 20 μF 400 V; C_6, C_9, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{17} = = 0,1 μF 400 V; C_7, C_{18}, C_{19}, C_{20} = 0,01 μF; C_8 = 100 μF 15 V elettrol.; C_{16} = 1.000 pF 400 V; C_{21} = 20 μF 50 V elettrol.

L_1 = jack fono.

T_1 e T_2 = 5.000 placca - placca 20 W o più. *(a.f.)*

0304 – *Sig. V. Lo Verme – Ravanusa (Ag)*

D. Possiedo un amplificatore con trasformatore d'uscita avente una sola presa da 7 Ω, e l'altoparlante Philips 9710M da 10 W con impedenza da 7 Ω e che pertanto si adatta ottimamente all'amplificatore.

Tuttavia giacchè la resa alle basse frequenze è scarsa vorrei acquistare un altoparlante Goodmans mod. Audiom Bass 50 da 10 W ed avente impedenza della bobina mobile di 15 Ω da accoppiarvi. Desidero realizzare la frequenza d'incrocio sugli 800-1.000 Hz. Desidero sapere:
1) Se l'accoppiamento è possibile.
2) Lo schema e i dati costruttivi del divisore crossover con il dispositivo per il controllo delle frequenze con un'attenuazione minima di 12 dB per ottava.
3) Essendo in possesso di un mobile bassreflex delle seguenti dimensioni: alt. 81 cm, largh. 50 cm, prof. 31 cm (misure interne) avente una finestra quadra di 14 cm di lato posso adattarvi i due altoparlanti di cui sopra dimensionando opportunamente la finestra?

Vogliate consigliarmi un disco di frequenza con estensione di gamma da 20 a 20.000 Hz per provare il mio complesso stereo, nonchè l'indirizzo del rivenditore che potrà fornirlo.

R. Per adattare l'altoparlante da 15 Ω all'unica presa 7 Ω del trasformatore di uscita, occorre disporre in parallelo alle bobina mobile una resistenza di 14 Ω da 10 W, col risultato di dimezzare la potenza del Goodmans.

La sconsigliamo pertanto di acquistare tale altoparlante, perchè, così ridotto, non renderebbe di più del Philips 9710 che è un buonissimo altoparlante ad onta del suo prezzo relativamente basso.

Per l'uso del Goodmans 50, è necessario cambiare il trasformatore di uscita.

Riteniamo per ora inutile calcolare il filtrocrossover. Rimandiamo questo argomento successivamente alla sua decisione.

Il mobile 81 × 50 × 31 cm è adatto per il 9710, ma non potrebbe ospitare due grandi altoparlanti, anche se uno fosse fatto funzionare dai 1.000 Hz in avanti.

Dischi stereo di frequenza per la prova degli amplificatori sono reperibili presso la SIEMENS (Milano, via Fabio Filzi, 29- tel. 6992).

0305 – *C.E.A. Radio – Milano*

D. Invogliato da un articolo di una rivista americana ho costruito un amplificatore di potenza come da schema allegato.

Non sono riuscito a trovare sul mercato italiano tutti i transistori occorrenti descritti da detta rivista, ed essendo altissimi i prezzi di quei pochi che si possono trovare ho pensato di orizzontarmi sulla produzione nazionale.

Avrei anche potuto utilizzare al posto di V_2 e V_3 i transistori Philips OC77 ed al posto di V_2 un OC140; ma dato che sarebbe mia intenzione farne un prodotto commerciale ho preferito ridurre il prezzo complessivo dei transistori.

Ho ottenuto un buon funzionamento esente da distorsione fino a due W. Dopo di che una semionda si appiattisce progressivamente in testa e l'altra resta invariata. Verso i 4 W anche l'altra semionda tende ad appiattirsi.

Dato che l'amplificatore non abbisogna di trasformatori, la risposta in frequenza dovrebbe essere lineare almeno fino a 20.000 Hz, mentre questo non si verifica. Ho provato a variare la resistenza da 47 kΩ il valore dei condensatori da 5μF, ma senza ottenere risultati apprezzabili. Ho provato ad aumentare la tensione di alimentazione per ottenere più potenza con bassa distorsione, ma non è servito a nulla ed il valore ottimo trovato è di 18 V.

Ora, desidererei sapere:
1) Cambiando gli OC74 e 2 G109 con degli OC77 e il 2N169 con un OC140 otterrei dei risultati tanto migliori da giustificare il prezzo elevato?
2) Come posso fare per aumentare la potenza indistorta fino a 4 o 5 W mantenendo l'ingresso fra 0,3 e 0,6 V?
3) Come si spiega l'appiattirsi di una semionda prima dell'altra?
4) Da cosa dipende il taglio alle alte frequenze e come si può rimediare?

R. L'insuccesso del suo amplificatore risiede nella sostituzione dei transistori originali.

Quando si sfrutta uno schema, bisogna riprodurlo attenendosi scrupolosamente ai componenti in esso impiegati. L'uscita con 2 OC26 è ben superiore ai 4 o 5 W da Lei ricercati; occorre però una tensione di 32 V.

Il transistore OC77 non è il più adatto, infatti è un transistore di commutazione e non di amplificazione in bassa frequenza. Meglio usare l'OC75. Anche l'OC140 è un transistore di commutazione. L'unico consiglio che Le possiamo dare è di usare i transistori dello schema originale americano.

I transistori sono assai più critici dei tubi elettronici e difficilmente si trovano sostituti veramente equivalenti. La caduta alle alte frequenze acustiche è imputabile a

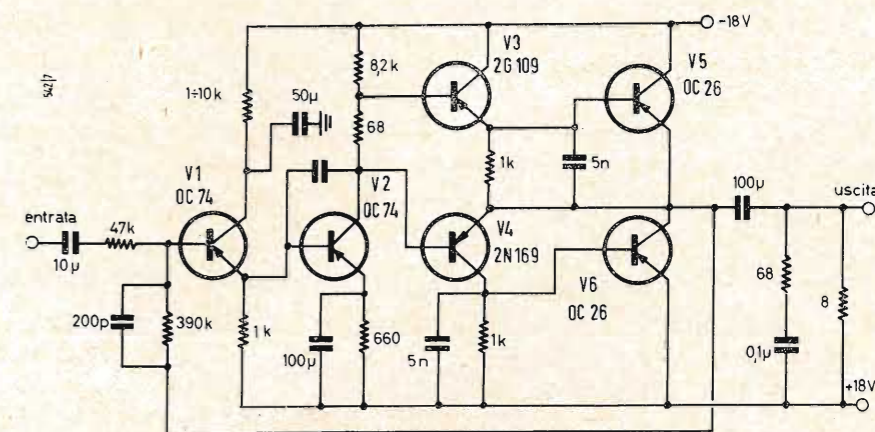



Fig.1/0305

disadattamenti di impedenze, in seguito appunto al cambiamento dei transistori.

È evidente che se i carichi non sono adattati la distorsione aumenta.

Segua il nostro consiglio e gli inconvenienti scompariranno quasi totalmente. *(a.f.)*

0306 – *Sig. A. Conti – Firenze.*

D. Vorrei migliorare il gruppo altoparlanti al mio complesso A.F. del quale posso utilizzare solo il tweeter un UXT5 della University.

Per ragioni economiche non vorrei andare oltre un due via in Bass-Reflex.

Ora il problema è della scelta, che per me sarebbe fra il Diffusicone 12" sempre della University o il Flexair P12NF della Jensen però in questo caso non so se le note centrali verranno bene riprodotte; ho pensato al Flexair per la bassa risonanza e per la cedevolezza del cono, che mi sprona a voler sperimentare la costruzione di una cassa a tenuta stagna tipo ai famosi A.R. (scusatemi l'ardire, sono un incorreggibile autocostruttore).

R. Fra i due altoparlanti da Lei proposti, veramente ottimi entrambi, siamo più inclini verso un Flexair Jensen. La costruzione di un contenitore tipo AR non è semplice; la sospensione pneumatica può venire seriamente compromessa da minime sconnessioni. Prima però di acquistare l'altoparlante Woofer, Le consigliamo di informarsi del Woofer RIEM (Milano, via S. Calogero, 3) che raggiunge un grado di perfezione simile a quello dei più noti e celebrati Jensen o University. *(a.f.)*

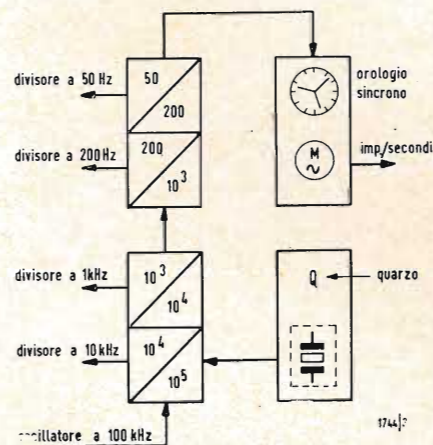



Fig. 1/0307

0307 – *Lab. A. Rubiani – Modena; G. Rossi – Genova*

1°) Per quanto si riferisce al quesito del Lab. Rubiani preciso che l'argomento è stato trattato in diversi volumi dei *Proceedings of the Ire* come ad esempio: Frequency multiplier and divisers di H. Sterky (Settembre 1937); A stabilized frequency diviser (Aprile 1941); Secondary frequency standard (Aprile 1942) che sono tuttora di attualità. Ad ogni modo l'argomento è trattato in modo completo ed in maniera tale da soddisfare il richiedente, data la notorietà degli autori, nel volume: Wave Forms di B. Chance, E. Nichol, D. Sayre, F. Williams, V. Hughes ed edito dalla Mc. Graw Hill Book Co. Si tratta di un volume facilmente procurabile tramite qualsiasi libreria. Per quanto si riferisce alla consulenza specifica prego sottopormi i quesiti che interessano e sarò preciso direttamente. A parte farò inviare il catalogo richiesto.

2°) Per quanto si riferisce al secondo quesito, del sig. Rossi, preciso che l'orologio a quarzo in questione si vale di un generatore a 100 kHz, la cui barretta di quarzo, oscillante in risonanza serie in un bulbo di vetro nel quale è fatto il vuoto, è posta in un contenitore avente temperatura costante. Il divisore di frequenza da 100 kHz a 1000 Hz è del tipo a rigenerazione ed è attuato con un sistema di compensazione per cui l'invecchiamento delle valvole non influenza la stabilità di fase. Il divisore di frequenza da 1.000 a 50 Hz ha la stesse caretteristiche del precedente. L'alimentatore fornisce la tensione continua filtrata e quella di alimentazione per i filamenti. L'orologio sincrono è alimentato a 220 V 50 Hz. Una camme montata sull'albero dei secondi, fornisce un contatto di chiusura una volta al secondo, in modo che lo scarto di scatto massimo è di 1/1000 di secondo. Il circuito di massima è visibile in figura 1. *(P. Soati)*

0308 – *Sig. G. Palumbo Cardella – Roma ed altri richiedenti.*

Si richiede lo schema di un trasmettitore a tubi a quattro canali per radio comando. Lo schema di figura 1 si riferisce ad un trasmettitore MOPA per radiocomando (master oscillator power amplifier) con il quale è possibile ottenere una potenza di uscita superiore a quella ottenibile con i soliti circuiti che abbiamo descritto in passato. Questo complesso che è stato realizzato in Inghilterra e modificato in Francia ad opera della AFAT, e che è particolarmente stabile, può essere usato tanto come monocanale quanto fino a 10 canali. Il tubo V_1 - 1S5, funge da amplificatore BF-modulatore ed ha il compito di amplificare i segnali provenienti da un modulatore esterno, del tipo a valvola o a transistori. La modulazione fa capo al morsetto 1 mentre al morsetto 2 si collega la massa. Il tubo V_2, del tipo 3V4, è montato come oscillatore a quarzo moltiplicatore. Il circuito anodico è tarato sulla banda dei 27 MHz ed i quarzi saranno scelti sulle frequenze comprese fra 8990 e 9100 od altre

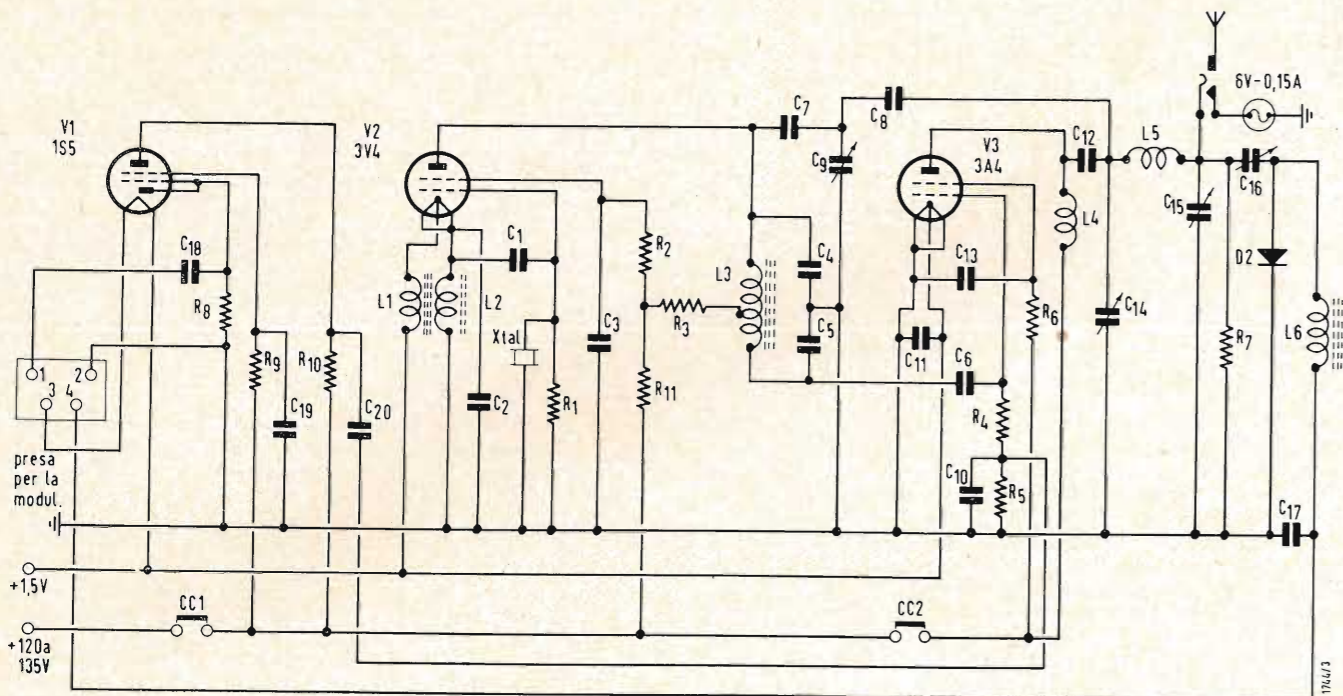



Fig. 1/308

viciniori, a seconda della frequenza scelta. Il tubo V_3, 3A4, funge da amplificatore di potenza. Per la neutralizzazione di tale circuito sono stati usati tre condensatori (C_7, C_8, C_9) la qualcosa rende più facile l'operazione. L'uscita dell'amplificatore di potenza, verso l'antenna, avviene per accoppiamento e pi greco; ciò permette di attenuare notevolmente le frequenze armoniche provenienti dal cristallo. Dopo il circuito a pi greco esiste una cellula raddrizzante, e di filtraggio, costituita da D_2, L_6, C_{16}, C_{17} il cui compito è quello ci permettere di prelevare una parte del segnale di uscita che viene inviato al morsetto 4. Se a tale morsetto (—) si collega un milliamperometro sensibile, con l'altro capo a massa (+), si potrà controllare l'emissione. Infatti se lo strumento non ha troppa inerzia vibrerà al ritmo della modulaione. Se al posto del milliamperometro si inserirà una cuffia si potrà ascoltare direttamente il segnale di uscita.

I morsetti 2 e 3 che servono per l'alimentazione del filamento di V_1, possono non essere cortocircuitati quando il modulatore non è in funzione: in tal caso il filamento del V_1 è escluso dal circuito ciò che riduce notevolmente il consumo delle pile.

Bobine: L_1, L_2 e L_6. Si tratta di bobine di impedenza per i 27 MHz. Per la loro costruzione si possono usare dei nuclei ferroxcube, aventi il diametro di 6 mm, lunghezza di 10 mm con sei incastri nei quali si fa passare una spira di filo argentato da 5/10.

L_3 — Si deve usare un supporto a nucleo di 10 mm di diametro. Si prenda 50 cm di filo smaltato da 7/10 facendo una presa al centro (25 cm). Si avvolgeranno su di una matita 7 spire per parte, rispetto alla presa mediana; dopo avere tolto la matita e aver serrato leggermente l'avvolgimento si infilerà il nucleo. Prendere un filo abbastanza grosso di seta e metterlo fra le spire in modo che le stesse risultino egualmente spaziate (si dovranno ottenere circa 6 sp. 3/4 per parte rispetto al punto centrale) ed incollare il tutto.

L_4 — Su di un supporto di polisterolo, avente un diametro di 6 mm ed una lunghezza di 50 mm. e costruito in modo da poterlo fissare saldamente con una estremità allo chassis, avvolgere a spire unite 30 mm di filo smaltato da 4/10 incollando.

L_5 — È composta da 8 spire di filo argentato da 15/10, avvolte in aria, su un diametro corrispondente ad una valvola miniatura, che sarà usata per eseguire l'avvolgimento, mantenuto compatto con del materiale a minima perdita. La distanza fra spira e spira è uguale ad un diametro del filo. Questa bobina, che sarà posta nella parte superiore dello chassis, dovrà distare 30 mm dallo chassis. I conduttori per eseguire il cablaggio dovranno avere un diametro di 12/10.

Componenti: C_1 = 10 pF mica argentata; C_2 = 75 pF mica argentata; C_3 = 0.01μF tubolare ceramico; C_4 = 47 pF mica argentata; C_5 = 47 pF mica argentata; C_6 = 75 pF mica argentata; C_7 = C_8 = 1,5 pF mica argentata; C_9 = 20 pF trimmer, tubolare mica argentata; C_{10} = 500 pF ceramico; C_{11} = 0,005 μF ceramico; C_{12} = 0,001 o 0,002 μF mica (non ceramico); C_{13} = 0,001 μF ceramico; C_{14} = 30 pF variabile ad aria, lineare; C_{15} = 365 pF; variabile ad aria; C_{16} = 30 pF trimmer; C_{17} = 0,001 μF ceramico tubolare; C_{18} = 0,01 doppio ceramico; C_{19} = 0,1 μF carta 150 V; C_{20} = 0,05 μF o 0,1 μF carta 150 V.

R_1 = 470.000 Ω; R_2 = 22.000 Ω; R_3 = 1.000 Ω; R_4 = 220.000 Ω; R_5 = 100.000 Ω; R_6 = 2.200 Ω; R_7 = 15.000 Ω; R_8 = 4,7 MΩ; R_9 = 47.000 Ω; R_{10} = 33.000 Ω; R_{11} = 3900 Ω; Tutte le resistenze sono del tipo ½ W tolleranza + 10%. D_2 = 0A85.

Messa a punto. Dopo essersi assicurati che il circuito è stato costruito in modo ortodosso, si possono collegare le batterie ai relativi morsetti inserendo un milliamperometro al posto del ponte CC1 sopprimendo il ponte CC2 e togliendo il tubo 1S5. Il consumo si aggirerà sui 10 mA. Regolare il nucleo di L_3 fino a che il consumo scenda ad un valore minimo. La caduta sarà circa di 1 mA.

Ciò significa che all'uscita di C_6 si ha la frequenza di 27 MHz. Una conferma si può avere togliendo il quarzo dal suo supporto: in tal caso la corrente dovrà risalire a 10 mA per ridiscendere non appena si inserisce il quarzo. Ciò dimostra che il circuito oscilla quando il quarzo è al suo posto.

Rimettere a posto il ponte CC2 e collegare l'antenna. Il consumo dovrà essere dell'ordine di 24-30 mA. Portare C_{15} al massimo di capacità e regolare C_{14} per il consumo minimo. Diminuire dolcemente C_{15} in modo da ridurre ulteriormente il consumo, ritoccando più volte prima C_{14} quindi, nuovamente, C_{12} fino a che non sia possibile ottenere ulteriori diminuzioni. Togliendo l'antenna la lampadina di carico, che funge da antenna fittizia, si dovrà illuminare. Successivamente si dovrà inserire un milliamperometro (da 50 a 100 μA) fra il morsetto 4 (—) e la massa (+)' Agendo su C_{16}, fino ad ottenere la deviazione massima e successivamente in modo da ottenere ¼ od $^1/_5$ di tale deviazione, ritoccare leggermente C_{14} e C_{15}, come detto più sopra, fino a raggiungere la deviazione massima.

Rimettere al proprio posto il tubo 1S5 ed inserire il modulatore. Inserendo una cuffia, nel modo descritto più sopra, si dovrà udire la modulazione che potrà essere eventualmente controllata tramite un oscilloscopio.

Per quanto riguarda le operazione di neutralizzazione occorre agire come segue: Regolare un ricevitore sulla frequenza del trasmettitore che sarà ascoltata preferibilmente in cuffia. Regolare C_9 in modo da udire la modulazione il più forte possibile. Questo controllo può essere eseguito mettendo un milliamperometro al posto del relé del ricevitore regolando C_9 fino ad ottenerne la deviazione massima.

Un ultima raccomandazione riguarda i tubi i quali non dovranno essere schermati per non dar luogo ad uno inutile smorzamento delle oscillazioni. Prossimamente descriveremo un ricevitore a transistor multicanale.

(*P. Soati*)

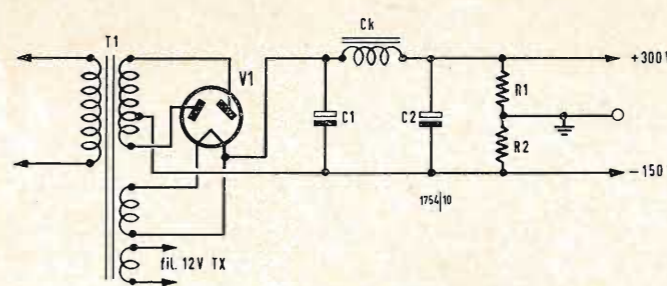



Fig. 1/0309

Fig. 2/0309

0309 – ***Sigg. C. Buzzi – Torino; A. Buzzi – Torino; C. Manfredi – Roma.***

Il complesso del *Surplus* americano SCR522, sia per quanto riguarda il ricevitore sia per ciò che si riferisce al trasmettitore, è stato ampiamente trattato (*l'antenna*, marzo e settembre 1960, numeri 3 e 9). In tali numeri sono stati riprodotti anche gli schemi dei due apparecchi. Successivamente (marzo e aprile 1961, numeri 3 e 4) sono state esaminate le modifiche da apportare ai due circuiti affinchè fosse possibile il loro uso in banda 144 MHz.

In figura 1 si riporta lo schema di un alimentatore adatto per il BC625. T_1 è un trasformatore di alimentazione con primario universale e secondario a 750 V 275 mA. Naturalmente lo stesso deve disporre di un secondario per l'accensione del filamento della valvola raddrizzatrice, che sarà una 5Z3 oppure una 5U4, ed un secondario per i filamenti delle valvole del trasmettitore. CK = impedenza di filtro 10H, 250 mA. C_1 = elettrolitico 8 μF 600 V; $C2$ = elettrolitico 16 μF, 600 V; R_1 = 35.000 Ω, 10 W; R_2 = 750 Ω, 5 W.

Lo schema di figura 2 si riferisce all'alimentatore per il ricevitore. La valvola usata è una 6X5. Il trasformatore di alimentazione, con primario universale, deve disporre di un secondario atto a fornire 300 V a 60 mA ed i secondari per l'accensione dei filamenti. CK = impedenza di filtro 12 H, 75 mA; C_1 = = 12 μF 500 V; C_2 = 20 μF 500 V; R = = 50.000 Ω.

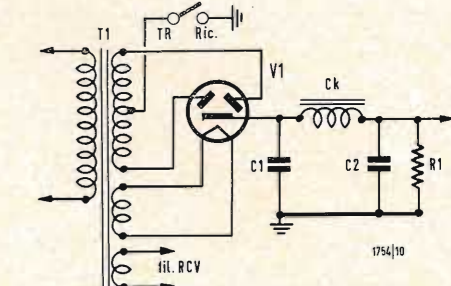
I numeri richiesti sono stati spediti contrassegno.

(*P. Soati*)

0310 – ***Richiedenti diversi.***

L'apparecchio del surplus americano AM/26/AIC è un tipo di amplificatore interfonico che era molto usato nell'aeronautica militare statunitense durante l'ultimo conflitto e molti esemplari dello stesso sono ancora in circolazione in Italia.

In esso si fa uso delle seguenti valvole: 1°) 12J5 amplificatrice di tensione, 2°) 12J5 invertitrice di fase, 3°) Due 12A6 amplificatrici finali in push-pull. L'alimentazione viene fornita da una dinamo-motore (DM-32) a 28 V c.c., 1,25 A. Lo schema originale è riportato in figura 1. I valori dei singoli componenti è il seguente:

R_1 = 470 Ω; R_2 = 1.000 Ω; R_3 = 2.700 Ω; R_4 = 390.000 Ω R_5 = 3.600 Ω; R_6 = 200.000 Ω; R_7 = 47.000 Ω; R_8 = 47.000 Ω; R_9 = = 390.000 Ω; R_{10} = 27.000 Ω; R_{11} = 390.000 Ω; R_{12} = 100 Ω; R_{13} = 270 Ω; R_{14} = 10 Ω; R_{15} = 2.200 Ω; R_{16} = 350 Ω.

C_1 = 0,05 μF; C_2 = 0,05 μF; C_3 = 0,05 μF C_4 = 0,03 μF; C_5 = 0,03 μF; C_6 = 10 μF; 350 V; C_7 = 750 pF; C_8 = 750 pF; C_9 = = 10 μF 350 V; C_{10} = 150 μF 50 V; C_{11} = = 1 μF.

Questo apparecchio si presta ad essere modificato in modo da ottenere un ottimo amplificatore avente 9 W di uscita alimentato da un classico circuito biplacca. Lo schema del circuito modificato è quello di figura 2. Per eseguire tale modifica occorre eliminare dal circuito originale i seguenti componenti: il trasformatore di entrata T_1; il trasformatore di uscita T_2; lo zoccolo per i collegamenti Z_1; lo zoccolo che fa capo al gruppo motore-dinamo Z_2; il circuito di ingresso; le impedenze CK_1 e CK_2; le resistenze R_{12}, R_{13}, R_{14} ed il condensatore C_{14}.

I componenti relativi il circuiti di figura 2, molti dei quali sono gli stessi del circuito originale, debbono avere il seguente valore: P_1 = 500.000 Ω, R_1 = 3.600 Ω; R_2 = 200 mila Ω; R_3 = 390.000 Ω; R_4 = 3.600 Ω; R_5 = 47.000 Ω; R_6 = 47.000 Ω; R_7 = 390 mila Ω; R_8 = 390.000 Ω; R_9 = 350 Ω

C_1 = 0,05 μF; C_2 = 8 μF; C_3 0,05 μF; C_4 = 0,05 μF; C_5 = 0,05 μF; C_6 = 0,03 μF; C_7 = 0,03 μF; C_8 = 8 μF 450 V; C_9 = C_{10} = = 10 μF 350 V;

T_1 = trasformatore di alimentazione pri-

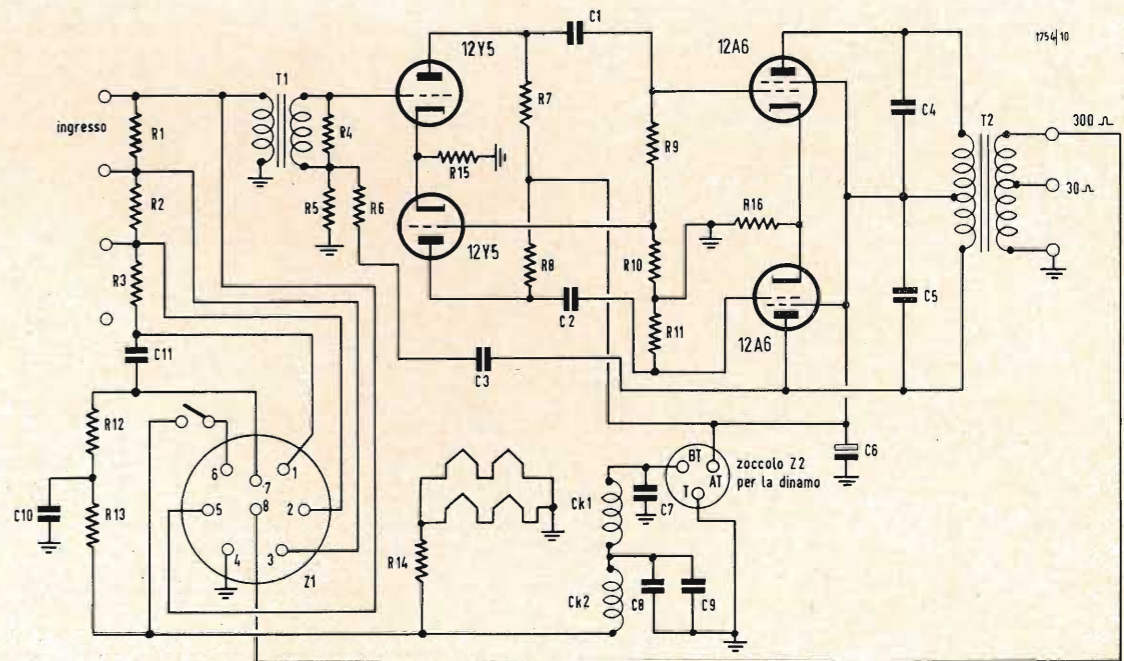



Fig. 1/0310

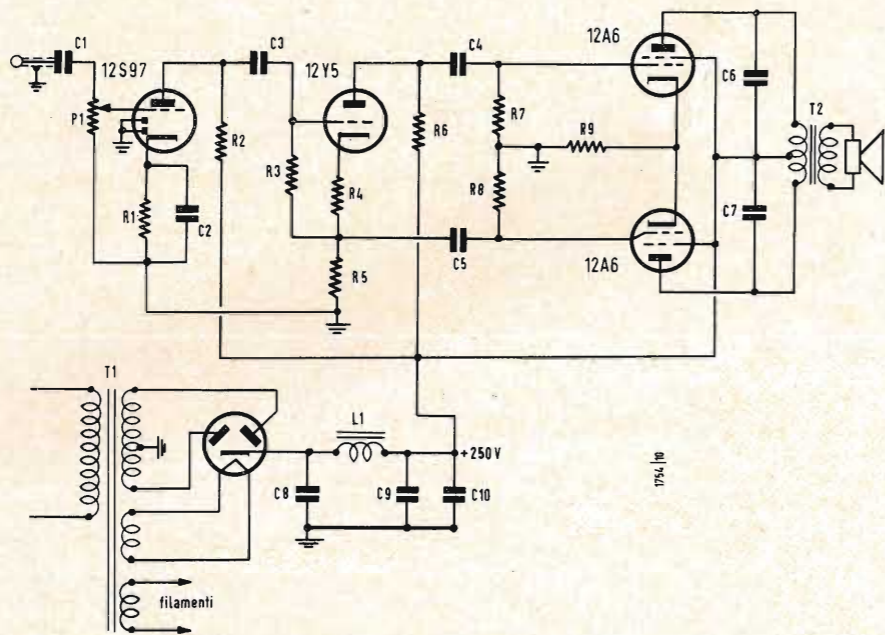



Fig. 2/0310

mario universale, secondario 550 V 70 mA, 5V, più alimentazione filamenti. T_2 = trasformatore di uscita adatto ad un push-pull di 12A6-12.000 L_1 = impedenza BF 12H/ /60 mA.

In figura 3 è riportato lo schema di un amplificatore ad alta qualità realizzabile sempre modificando l'interfonico AM26. I componenti debbono evere il seguente valore.:

P_1 = 500.000 Ω; P_2 = 100.000 Ω; P_3 = = 250.000 Ω.

R_1 = 3.300 Ω; R_2 = 50.000 Ω; R_3 = 150.000 Ω; R_4 = 100.000 Ω; R_5 = 20.000 Ω; R_6 = = 250.000 Ω; R_7 = 2.200 Ω; R_8 = 2.200 Ω; R_9 = 50.000 Ω; R_{10} = 50.000 Ω;.

C_1 = 0,05 μF; C_2 = 0,0003 μF; C_3 = 0,1 μF; C_2 = 8 μF; C_5 = 0,01 μF; C_6 = 10 μF 450 V; C_7 = 0,1 μF; C_8 = 0,003 pF; C_9 = 0,1 μF; C_{10} = 20 μF.

L'alimentatore, adatto a fornire la tensione continua di alimentazione, è identico a quello di cui alla figura 2 con la differenza che il trasformatore di alimentazione deve erogare una corrente di 75 mA e l'impedenza, pur avendo lo stesso valore in henry, deve sopportare una corrente di 70 mF.

(*P. Soati*)

0311 – *Sig. P. Corazzi – Bologna.*

Il termine « kT_0 » la cui adozione è tutt'altro che recente, serve ad indicare la quantità di rumore, o fruscio, di un circuito o di un tubo elettronico. In Italia ha avuto applicazione *commerciale* piuttosto recente dato che ha fatto la comparsa nella pubblicità relativa i convertitori UHF. Infatti per illustrare le qualità di uno di questi apparecchi si dice che il suo rumore più quello del televisore non supera, ad esempio, i 20 kT_0 (e non K_{t0} come si scrive comunemente).

Il k corrisponde alla costante di Boltzmann (k = 1,372 . 10^{-23} J/°K) usata anche nella formula del Richardson relativa l'effetto termoionico detto pure effetto Edison/ Richardson. T_0 indica la temperatura standard di misura del rumore e che corrisponde a 290 °K (gradi Kelvin). In definitiva il kT_0 corrisponde a 4,00 . 10^{-21} watt al secondo.

Il rappresentante in Italia della GE-CO è la SILVERSTAR, via Visconte di Modrone, Milano.

(*P. Soati*)

0312 – *Sigg. Manvar – Milano; G. Rossi – Genova e richiedenti precedenti.*

Il circuito di cui allo schema di figura 1 si riferisce ad un ricevitore completamente transistorizzato del tipo a super reazione il quale può essere completato da alcuni filtri a bassa frequenza aventi lo scopo di permettere la selezione di più canali. Si tratta di un apparecchio di costruzione tedesca nel quale il primo transistore OC170, che funge per l'appunto da rivelatore a super reazione, è seguito da tre stadi, ciascuno comprendente un OC71, aventi il compito di amplificare il segnale a bassa frequenza. Ogni filtro a *BF* comanda l'ultimo transistore, un OC76, la cui corrente di collettore attraversa la bobina di un relé sensibile a 300 Ω. Per semplicità, nello schema in questione, è stato disegnato un solo filtro (*LC*).

La sensibilità di tale ricevitore, il cui circuito di entrata è accordato su 27,10 MHz, è di circa 5 microvolt. La stabilità è assicurata dal montaggio in serie dei due primi transistori amplificatori a *BF*. Il terzo transistore *BF*, funge da limitatore dei segnali di modulazione nel caso in cui il ricevitore si venga a trovare troppo vicino al trasmettitore. Nella tabella riportata alla pagina seguente sono riportati i valori in *F*, *C*, *L* dei vari filtri *BF*.

Questi filtri, che sono stati costruiti per un apparecchio similare di costruzione francese, debbono essere avvolti con filo smaltato, del diametro indicato, su dei supporti di ferroxcube (originalmente sono stati usati nuclei TRANSCO rif. 25/12 = 5.85 = 3B2, con sistema di regolazione 88486/00).

Il valore dei vari componenti è il seguente:

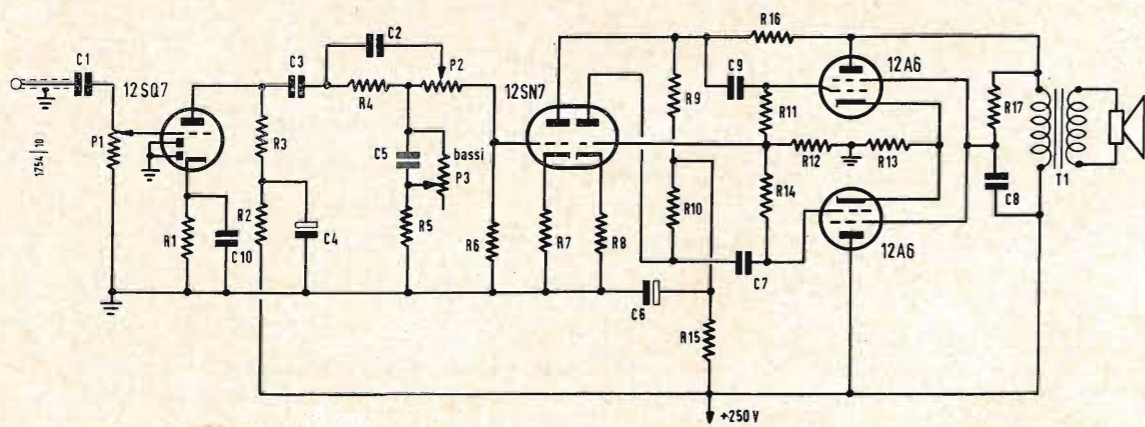



Fig. 3/0310

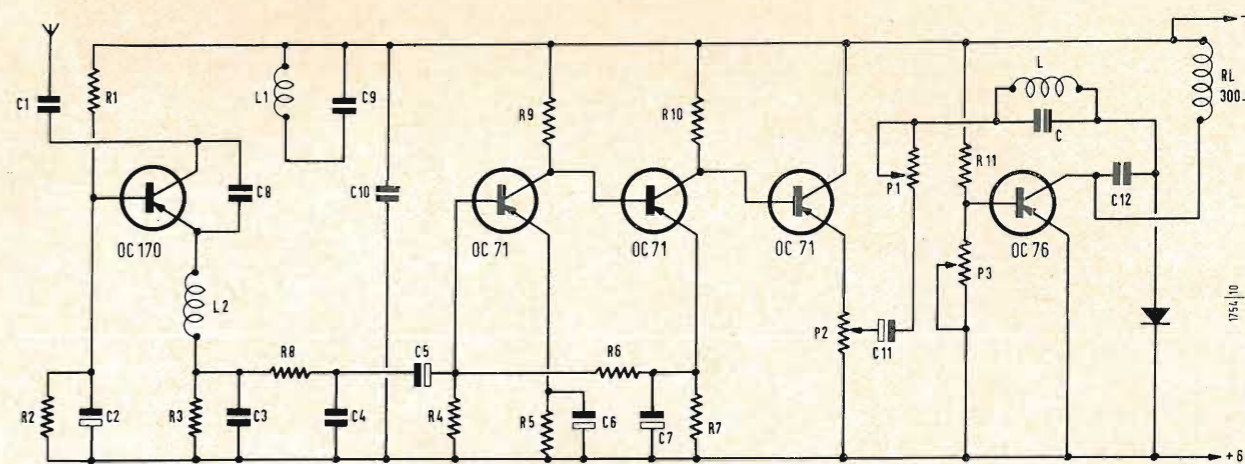



Fig. 1/0312

R_1 = 10.000 Ω; R_2 = 10.000 Ω; R_3 = 4.700 Ω; R_4 = 10.000 Ω; R_5 = 820 Ω; R_6 = 10 kΩ; R_7 = 5.000 Ω; R_8 = 1.000 Ω; R_9 = = 5.100 Ω; R_{10} = 5.100 Ω; R_{11} = 330.000 Ω.

P_1 = 100.000 Ω; P_2 = 4.700 Ω; P_3 = 5.000 Ω.

C_1 = 15 pF; C_2 = 2 μF; C_3 = 0,01 μF; C_4 = 0,04 μF; C_5 = 2 μF; C_6 = 10 μF; C_7 = 10 μF; C_8 = 15 pF; C_9 = 50 pF; C_{10} = 3.000 pF; C_{11} = 2 μF; C_{12} = 0,04 μF.

L_1 = 7,5 spire di filo da 4/10 su di un diametro di 5 millimetri. L_2 = impedenza di 50 spire di filo da 1/10, diametro di 3 mm, su una lunghezza di 10 mm; *LC*, come da testo.

Naturalmente, dato che un circuito supereterodina renderà assai di più di quello suddetto, in figura 2 è indicato un circuito oscillatore mescolatore adatto per i 27 MHz. Esso può essere realizzato su circuito stampato. La bobina L_1 è composta da 12 spire unite di filo smaltato da 10/10 su di un diametro di 8 mm. L_2 si costruisce avvolgendo due spire di filo plastificato attorno ad L_1. L_3 comprende 12 spire unite di filo smaltato da 8/10 con presa di collettore all'ottava spira. L_4 e L_5 sono composte da due spire di filo plastificato il cui punto centrale è collegato a massa. Valore dei componenti: R_1 = 1.000 Ω; R_2 = 2.200 Ω; R_3 = 10 Ω; R_4 = 27.000 Ω; R_5 = 2.000 Ω; C_1 = 60 pF ceramico; C_2 = 2.200 pF ceramico; C_3 = 5 pF; C_4 = C_5 = 0,04 μF; CV_1 = CV_2 = 30 pF regolabile. A tale circuito si farà seguire un amplificatore a *MF*, compreso il rivelatore, ed infine il circuito di bassa frequenza che dovrà essere realizzato come da figura 3.

La messa a punto del circuito è abbastanza semplice. Si regola inizialmente il

Canale	Freq. [Hz]	*C* [nF]	*L* [mH]	N° spire	diametro filo
1	1080	110	195	710	12/10
2	1320	85	170	665	»
3	1610	70	138	600	»
4	1970	50	129	580	»
5	2400	40	119	554	»
6	2940	40	75	440	16/10
7	3580	30	65	410	»
8	4370	30	43	330	18/10
9	5310	25	35	300	»
10	6500	15	29	290	»

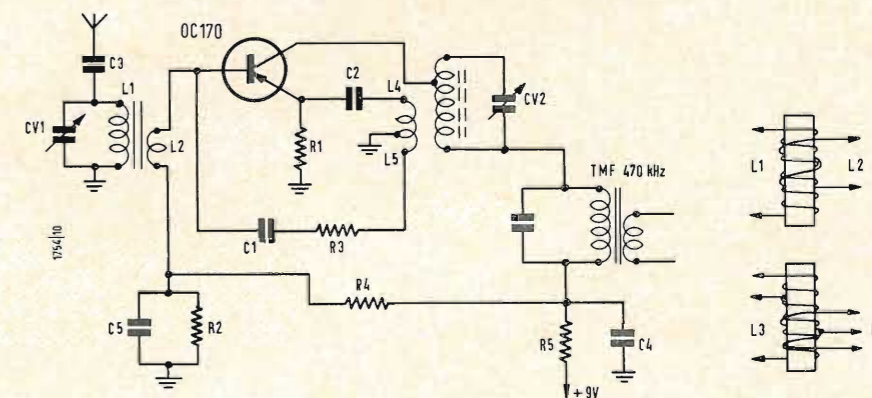



Fig. 2/0312

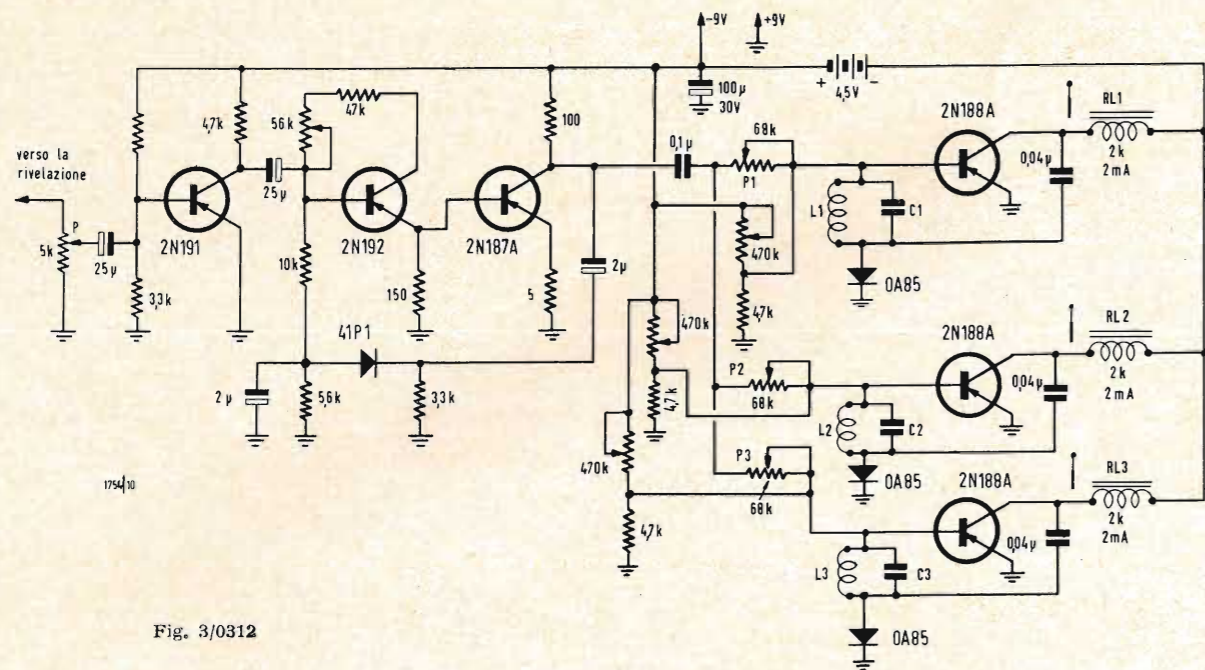



Fig. 3/0312

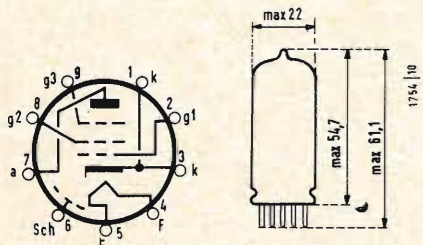



Fig. 1/313

potenziometro di ingresso portandolo a circa 3/4 dal massimo e si ritocca la resistenza regolabile da 470.000 Ω in modo che la corrente di riposo del collettore sia di circa 0,1 mA (si deve disporre un milliamperometro sensibile in serie fra il collettore e la bobina del relé di ogni stadio). Con il trasmettitore, in funzione, e dopo aver regolato il potenziometro del modulatore, regolare P_1 in modo che la corrente di collettore sia massima sull'accordo e minima sulle altre frequenze. Se si nota una risposta troppo elevata per alcune frequenze, che non corrispondono a quella del filtro, ciò significa che la resistenza in serie è troppo bassa o che le tensioni di *BF* sono troppo elevate. In tal caso occorre ridurre l'amplificazione *BF* agendo sul potenziometro che regola il volume in ricezione.

(*P. Soati*)

0313 – *Sig. V. Chiavacci – La Spezia*

La valvola della PHILIPS EF183 è un pentodo a pendenza variabile da utilizzare prevalentemente come amplificatore a media frequenza nei ricevitori per televisione. Le connessioni allo zoccolo e le dimensioni sono riportate in figura 1.

Filamento a riscaldamento ca o cc. per alimentazione in parallelo od in serie a 6,3 V O.3A.

Caratteristica tipo: $V_a = 200$ V; $V_{g3} = 0$ V; $V_{g2} = 90$ V; $V_{g1} = -2$ V; $I_a = 12$ mA; $I_{g2} = 4{,}5$ mA; $S = 12{,}5$ mA/V; $R_1 = 500.00$; R_{g1} (f = 40 MHz) = 13.000 Ω.

Caratteristiche d'uso: vedere tabella sottoriportata.

È raccomandato l'uso con resistenza catodica e (*o*) resistenza di griglia schermo. Valore limite per la V_a = max 550 V.

In figura 2 è riprodotta una famiglia di curve relative il tubo in questione. (*P. Soati*)

0314 – *Sig. P. Colubri – Genova.*

Un trasmettitore adatto a coprire le bande dei radio-amatori e faceute uso del VFO GELOSO è stato pubblicato (*l'antenna*, gennaio 1960 n. 1) unica differenza che esso era adatto a fornire una potenza di uscita dell'ordine dei 100 W.

Nel caso Le interessi, potrà richiedere il numero arretrato al nostro ufficio amministrativo; ad ogni modo prossimamente pubblicherò lo schema di un altro trasmettitore avente le caratteristiche desiderate con una potenza di uscita dell'ordine dei 20 W.

(*P. Soati*)

Fig. 2 313

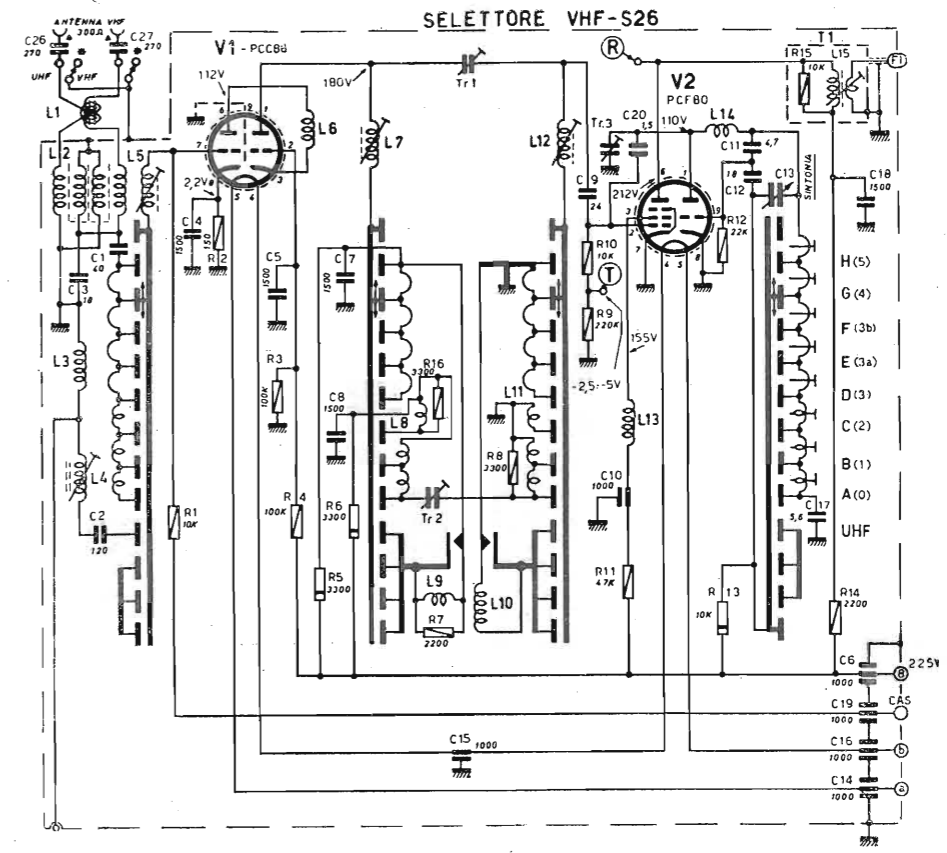
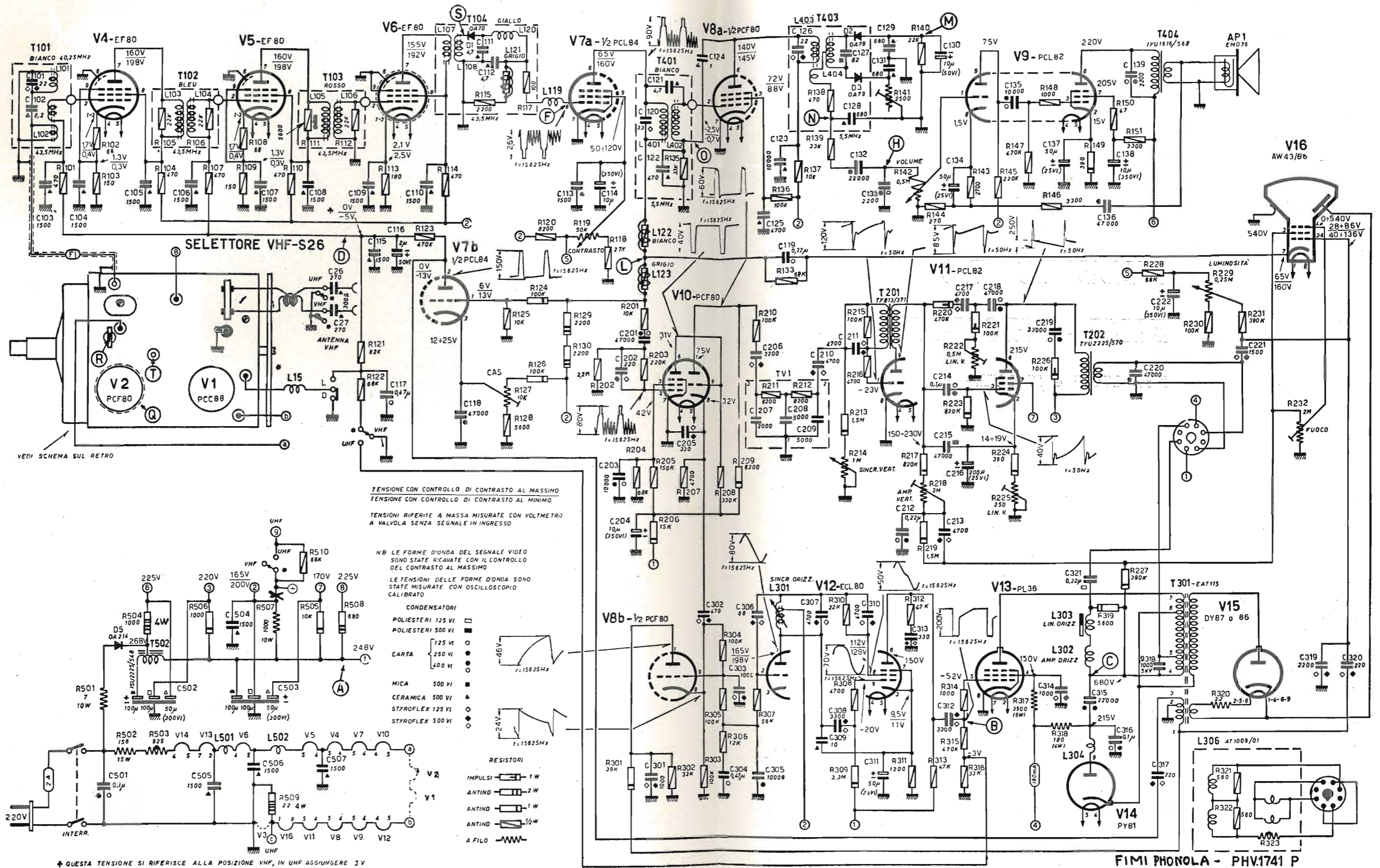
V_a	170	200	230	V
V_{g3}	0	0	0	V
Vb_{g2}	170	200	230	V
R_{g2}	15	29	39	kΩ
V_{g1}	— 1,8/— 7,5	— 2,0/— 9,5	— 2,1/— 12	V
I_a	14/2,7	12/2,7	10,5/2,4	mA
S	14/0,7	12,5/0,62	10,6/0,5	mA/V

Schema elettrico del radioricevitore ALLOCCHIO BACCHINI, mod. 440 - 1050

Schema elettrico del radioricevitore IMCARADIO, mod. IF 76 X

TELEVISORE FIMI - PHONOLA

Mod. 1741P e 1741UHF

Schema elettrico del radioricevitore IMCARADIO, mod. IF 76 X

Schema elettrico del ricevitore TV FIMI-PHONOLA, mod. 1741P e 1741UHF

Un milione di sintonizzatori per U.H.F.

Stabilimento RICAGNI S.R.L. di Milano.
Linee di montaggio dei sintonizzatori UHF.

IN UNO DEI PRIMI giorni dello scorso mese di gennaio, una semplice, simpatica, intimissima cerimonia, ha suggellato la produzione del *milionesimo* sintonizzatore UHF a una valvola da parte della fabbrica RICAGNI S.R.L.

L'industria del sintonizzatore (o «tuner» in gergo anglosassone), per la conversione delle frequenze UHF in VHF o in frequenza intermedia pei televisori, può apparire abbastanza recente dato che del 2º programma TV si è incominciato a parlare positivamente solo verso la fine del 1960 e nel 1961.

Va però dato merito al titolare ed ai suoi collaboratori, della DITTA RICAGNI, di avere con accorta e lungimirante preveggenza intuito sin dal 1956 lo sviluppo futuro delle UHF in Italia.

E tale preveggenza, abbinata ad una coraggiosa decisione in campo industriale, condusse già in quell'anno ad un intelligente accordo di licenza di produzione con un importante Gruppo elettronico americano per la costruzione in Italia di « tuners » UHF, già correntemente prodotti negli U.S.A.

E sin da allora la DITTA RICAGNI si si attrezzò col macchinario e la strumentazione speciale per la produzione dei sintonizzatori UHF, ingrandendo nel contempo i suoi già importanti reparti di lavorazione meccanica, in previsione di una notevole richiesta del mercato.

E qui, occorre ancora richiamarci al felice intuito del Sig. Ricagni che puntò sullo sviluppo delle UHF non solo in Italia, ma anche all'estero e precisamente in Germania ed in Francia; previsioni che si rivelarono poi fondatissime e profique.

Un sintonizzatore UHF è, come è ormai noto, un organo che provvede a convertire le frequenze della banda IV e V delle UHF in un unico canale a frequenza intermedia, per impiego diretto nei televisori di nuova produzione oppure in uno dei vari canali VHF più appropriati, per impiego come « convertitore » abbinato a televisori di tipo meno recente.

Tale sintonizzatore può essere ad una o due valvole, nel senso che ferma restando l'indispensabile valvola oscillatrice, può esistere o meno una valvola amplificatrice dei canali UHF entranti.

Senza entrare in merito ad apprezzamenti e discussioni tecniche sui vantaggi relativi ai due tipi di « tuner », che sarebbero qui fuori sede, ci limiteremo a dire che alla luce delle recentissime esperienze di tre mesi derivanti dall'entrata in funzione regolare del 2º canale TV, sono praticamente caduti i timori di una eccessiva irradiazione dannosa del tipo ad una sola valvola (con conversione a diodo), ed anzi questo tipo di « tuner » si è rivelato ugualmente sensibile e con minori disturbi di fruscio (neve) nei rispetti di quello a 2 valvole.

Comunque la costruzione razionale di un sintonizzatore di entrambi i tipi suaccennati presenta importanti problemi meccanici ed elettrici, e la DITTA RICAGNI contemporaneamente al milione di « tuners » ad 1 valvola ne ha prodotti anche 250.000 del tipo a 2 valvole.

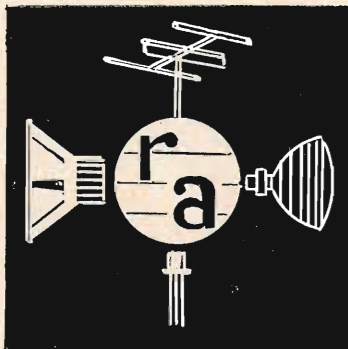
Occorre riconoscere che la produzione UHF RICAGNI è stata grandemente avvantaggiata dalla lunga esperienza ed dalla moderna attrezzatura per le lavorazioni meccaniche dei « tuner », VHF, che da molti anni produce regolarmente.

Non bisogna inoltre dimenticare che la efficienza globale e la costanza di rendimento di un tuner UHF dipendono essenzialmente dai suoi particolari meccanici costruttivi. Ad esempio la solidità e l'indeformabilità della scatola del « tuner » Ricagni costruita con lamiera da 15 10 e con saldature elettroniche ad alta frequenza, costituiscono già una precisa garanzia di efficienza e sicurezza.

Il montaggio e la messa a punto elettrica del « tunner » rappresentano poi il nuovo impegno che la RICAGNI S.R.L. si è assunto di fronte all'imponente massa dei suoi clienti. Impegno affrontato e svolto con la massima cura competenza e senso di responsabilità.

Problemi vasti e complessi sono sorti per l'approvigionamento dei nuovi macchinari, strumenti di misura insoliti, mano d'opera specializzata, adatta ed allenata per produzione in grande serie.

Comunque oggi la RICAGNI S.R.L. con un complesso di oltre 500 dipendenti ed un complesso edilizio con un totale di superficie coperta di oltre 6500 mq, è in grado di produrre 4000 « tuners » al giorno, rifornendo con continuità e sodisfazione le principali fabbriche italiane di televisori, oltre ad una sensibile aliquota di esportazione all'estero.

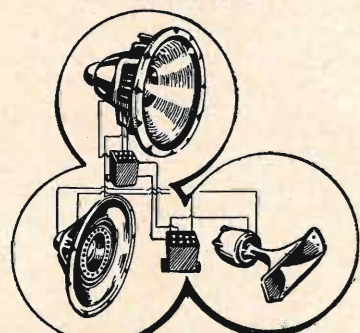
Electron

RADIO ARGENTINA

ROMA · VIA TORRE ARGENTINA 47 · MAGAZZINI: TEL. 565.989 · 654.111 UFFICI: TEL. 569.998

- ★ PHILIPS
- ★ TELEFUNKEN
- ★ FIVRE
- ★ A.T.E.S. R.C.A.
- ★ R.C.A.
- ★ SILVANIA
- ★ DUMONT
- ★ SICTE

- ★ ACCESSORI RADIO TV
- ★ VALVOLE
- ★ TRANSISTOR
- ★ TUBI TV

University Loudspeakers

ALTOPARLANTI COASSIALI E TRIASSIALI

WOOFERS - TWEETERS - FILTRI
ALTOPARLANTI A PROVA DI INTEMP.

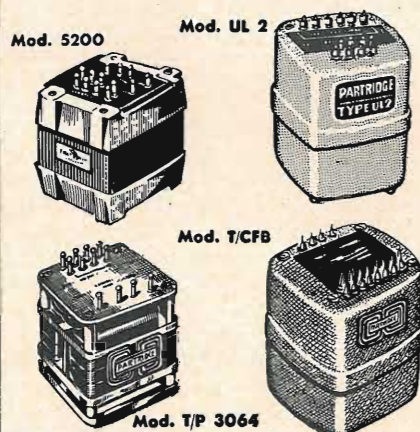
PARTRIDGE TRANSFORMERS LTD

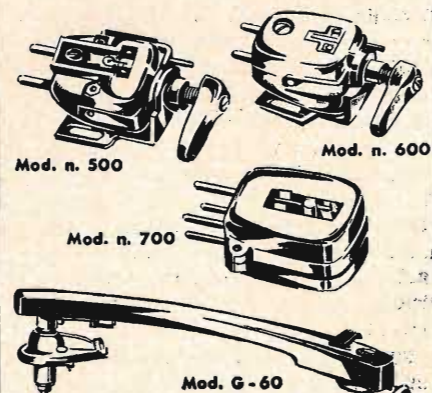
TRASFORMATORI D'USCITA per circuiti ultralineari

Mod. 5200

Mod. UL 2

Mod. T/CFB

Mod. T/P 3064

THE GOLDRING MFG. CO. LTD.

Cartucce a riluttanza variab. monoaurali e stereofoniche. Puntine - Bracci professionali

Mod. n. 500

Mod. n. 600

Mod. n. 700

Mod. G - 60

Per caratteristiche, prezzi, consegna, ecc. rivolgersi ai

DISTRIBUTORI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI

GENOVA - Via SS. Giacomo e Filippo, 31 *Tel. 870410 - 893465*

MILANO - Via A. Da Recanate, 4 *Tel. 278855*

Effetto Corona

Archi Oscuri

Scintillamenti

Scariche E AT

nei televisori vengono eliminati spruzzando con:

KRYLON TV

Barattolo da 16 once

Antifungo - Antiruggine

Concessionario di vendita per l'Italia:

R. G. R.

CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TELEF. 8480580

MILANO - Via Lorenteggio 255 - Tel. 427650 - 427646

Valvole termoioniche per radio televisione - Industria

Massime garanzie

Richiedete listini e preventivi:

COTES

San Felice del Benaco - (Brescia) - Tel. 33

Via Palestrina, 40 - Milano - Tel. 270.888

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.

Milano - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191 - 606620

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO - CALOTTE E SERRAPACCHI PER TRASFORMATORI - LAVORI DI IMBOTTITURA

La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per lavorazioni speciali e di grande serie

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO" SEGNALIAMO:

DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA

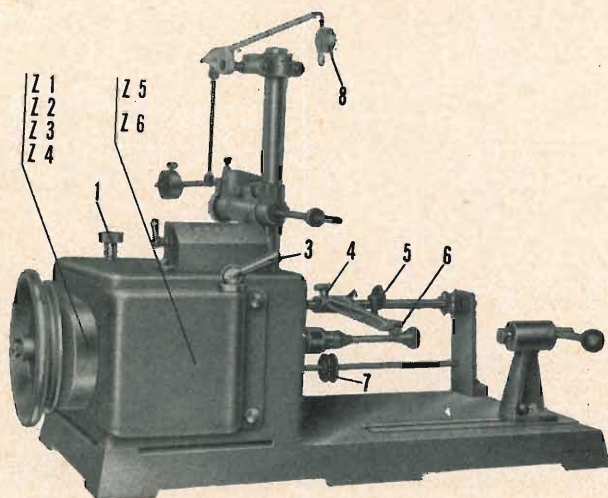
TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

Volume di pagg. 408, formato 17 x 24 cm. rilegato in tela **Lire 6.000**

Ing. R. PARAVICINI S. R. L.

MILANO
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

TIPO PV 7

Tipo MP2A
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 1,40 mm.

Tipo AP23
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 2 mm., oppure da 0,09 a 3 mm.

Tipo AP23M
Per bobinaggi multipli.

Tipo PV4
Automatica a spire parallele per fili fino a 4,5 mm.

Tipo PV7
Automatica a spire incrociate. Altissima precisione. Differenza rapporti fino a 0,0003.

Tipo AP9
Automatica a spire incrociate.

Automatismi per arresto a fine corsa ed a sequenze prestabilite.

Tipo P1
Semplice con riduttore.

Portarocche per fili ultracapillari (0,015) medi e grossi.

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6